

PATENT
Atty. Docket No. 678-1233 (P11169)

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

APPLICANT(S): Lee et al.

SERIAL NO.: not yet assigned

FILED: concurrent herewith DATED: January 12, 2004

FOR: **METHOD AND APPARATUS FOR ESTIMATING A
SIGNAL SEQUENCE IN A MIMO-OFDM MOBILE
COMMUNICATION SYSTEM**

Mail Stop Patent Application
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Sir:

Enclosed is a certified copy of Korean Patent Appln. No. 25146
filed on April 21, 2003, from which priority is claimed under 35 U.S.C. §119.

Respectfully submitted,



Paul J. Farrell, Esq.
Reg. No. 33,494

Attorney for Applicant(s)

DILWORTH & BARRESE, LLP
333 Earle Ovington Blvd.
Uniondale, NY 11553
(516) 228-8484

CERTIFICATION UNDER 37 C.F.R. 1.10

I hereby certify that this New Application Transmittal and the documents referred to as enclosed therein are being deposited with the United States Postal Service in an envelope as "Express Mail Post Office to Addressee" Mail Label Number EV333228916US addressed to: Mail Stop Patent Application, Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on the date listed below.

Dated: January 12, 2004



Douglas M. Owens III

Jong-Ho LEE, et al.
Atty. Docket: 678-1233
(P11169)

P11169-US



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원번호 : 10-2003-0025146
Application Number

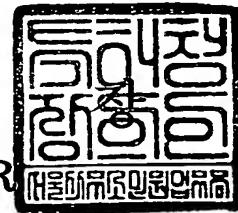
출원년월일 : 2003년 04월 21일
Date of Application APR 21, 2003

출원인 : 삼성전자주식회사 외 1명
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD., et al.



2003 년 11 월 25 일

특 허 청
COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	출원인 변경 신고서
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2003.09.17
【구명의인(양도인)】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【사건과의 관계】	출원인
【신명의인(양수인)】	
【명칭】	재단법인 서울대학교 산학협력재단
【출원인코드】	2-2003-007067-6
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	2003-001449-1
【포괄위임등록번호】	2003-031178-4
【사건의 표시】	
【출원번호】	10-2003-0015735
【출원일자】	2003.03.13
【발명의 명칭】	통신시스템의 패킷 전송 장치 및 방법
【사건의 표시】	
【출원번호】	10-2003-0018433
【출원일자】	2003.03.25
【심사청구일자】	2003.03.25
【발명의 명칭】	다중 송수신 안테나 시스템을 위한 무선통신 장치 및 방법
【사건의 표시】	
【출원번호】	10-2003-0025146
【출원일자】	2003.04.21
【발명의 명칭】	다입다출력 직교주파수 분할 다중화 이동통신 시스템에서의 신호 시퀀스 추정 방법 및 장치
【사건의 표시】	
【출원번호】	10-2003-0033460
【출원일자】	2003.05.26

1020030015735

출력 일자: 2003/12/1

【심사청구일자】 2003.05.26

【발명의 명칭】 데이터 통신 시스템에서 전송 지연을 최소화하기 위한 장치 및 방법

【변경원인】 일부양도

【취지】 특허법 제38조제4항·실용신안법 제20조·의장법 제24조 및 상표법 제12조 제1항의 규정에 의하여 위와 같이 신고합니다. 대리인
이건주 (인)

【수수료】 52,000 원

【첨부서류】 1. 양도증_1통 2. 인감증명서_1통

【서지사항】

【서류명】	명세서 등 보정서
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2003.09.17
【제출인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【사건과의 관계】	출원인
【제출인】	
【명칭】	재단법인 서울대학교산학협력재단
【출원인코드】	2-2003-007067-6
【사건과의 관계】	출원인
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	2003-001449-1
【포괄위임등록번호】	2003-031178-4
【사건의 표시】	
【출원번호】	10-2003-0025146
【출원일자】	2003.04.21
【발명의 명칭】	다입다출력 직교주파수분할다중화 이동통신 시스템 에서의 신호 시퀀스 추정 방법 및 장치
【제출원인】	
【접수번호】	1-1-2003-0140329-51
【접수일자】	2003.04.21
【보정할 서류】	명세서등
【보정할 사항】	
【보정대상항목】	별지와 같음
【보정방법】	별지와 같음
【보정내용】	별지와 같음
【취지】	특허법시행규칙 제13조·실용신안법시행규칙 제8조의 규정에의하여 위와 같이 제출합니다. 대리인 이건주 (인)

1020030025146

출력 일자: 2003/12/1

【수수료】

【보정료】 0 원

【추가심사청구료】 0 원

【기타 수수료】 0 원

【합계】 0 원

【보정대상항목】 식별번호 38

【보정방법】 정정

【보정내용】

【수학식 2】

$$D_n(l) = \text{diag}[c_n^1(l), c_n^2(l), \dots, c_n^P(l)]$$

【보정대상항목】 식별번호 58

【보정방법】 정정

【보정내용】

이 때, $s = [s_1^T, s_2^T, \dots, s_P^T]$ 는 하나의 STBC-OFDM 부호 워드에 포함되는 데이터 심볼 벡터이고, μ^i 는 수신신호(y_m)와 i번째 시퀀스 추정치(\hat{s}^i)가 주어졌을 때의 채널충격 응답(h_m)에 대한 조건부 기대값이며, 하기 <수학식 11>과 같이 표현된다.

【보정대상항목】 식별번호 62

【보정방법】 정정

【보정내용】

그리고, 상기 <수학식 10>에서 χ^i 는 수신신호(y_m)와 i번째 시퀀스 추정치(\hat{s}^i)가 주어졌을 때의 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값이며, 하기 <수학식 13>과 같이 표현된다.



1020030025146

출력 일자: 2003/12/1

【보정대상항목】 식별번호 136

【보정방법】 정정

【보정내용】

상기 <수학식 31>에서, $E[\cdot]$ 은 평균값(기대값)을 구하는 연산이며. $(\cdot)^*$ 은 복소공액연산이다. 또한, \mathbf{R}' 는 채널 충격응답의 정규화값으로서, 채널 충격응답의 공분산 행렬(\mathbf{R}_h)이 $\mathbf{R}_h = E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H]$ 일 때, 하기 <수학식 32>과 같이 표현된다.

【보정대상항목】 식별번호 139

【보정방법】 정정

【보정내용】

【수학식 33】

$$\mathbf{m}'_2 = \begin{bmatrix} m'_2(1,1) & m'_2(1,2) & \cdots & m'_2(1,L) \\ m'_2(2,1) & m'_2(2,2) & \cdots & m'_2(2,L) \\ \vdots & & & \\ m'_2(L,1) & m'_2(L,2) & \cdots & m'_2(L,L) \end{bmatrix} = E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H | \mathbf{y}, \mathbf{s}'] = \sigma_n^2 \mathbf{R}' + \mathbf{m}'_1 (\mathbf{m}'_1)^H$$

상기 <수학식 33>에서 $(\cdot)^H$ 은 허미시안(Hermitian) 전치연산이다.

【보정대상항목】 식별번호 148

【보정방법】 정정

【보정내용】

도 11은 본 발명의 제 2실시예에 따라 다입다출력 OFDM 시스템의 하나의 수신안테나에서 QAM 변조되어 전송된 신호의 시퀀스를 추정하는 방법을 도시한 도면이다. 하기에서 1110 내지 1150 단계는 기대값(Expectation) 절차를 나타내고, 1160 내지 1180 단계는 최대화(Maximization) 절차를 나타낸다.

【보정대상항목】 식별번호 151

【보정방법】 삭제

【보정대상항목】 식별번호 165

【보정방법】 삭제

【보정대상항목】 청구항 8

【보정방법】 정정

【보정내용】

제 6항 또는 제 7항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\mathbf{K}_{n,n} = (\mathbf{F}^H \mathbf{F} + \sigma_v^2 \mathbf{R}_{n,n}^{-1})^{-1}$$

여기서, R은 채널충격응답의 공분산 행렬을 나타냄.

【보정대상항목】 청구항 16

【보정방법】 정정

【보정내용】

제 14항 또는 제 15항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\mathbf{K}_{n,n} = (\mathbf{F}^H \mathbf{F} + \sigma_v^2 \mathbf{R}_{n,n}^{-1})^{-1}$$

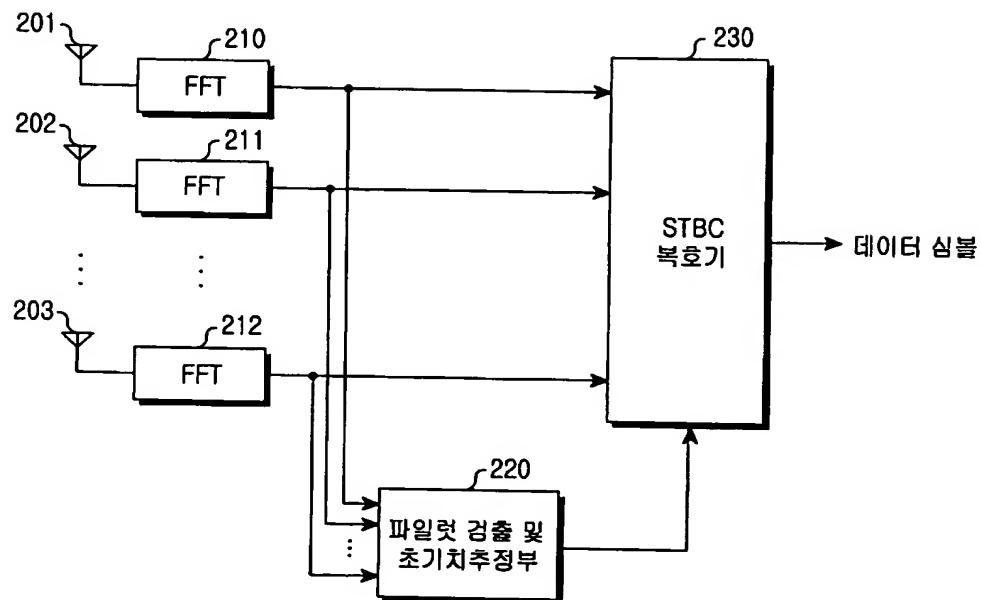
여기서, R은 채널충격응답의 공분산 행렬을 나타냄.

【보정대상항목】 도 2

【보정방법】 정정

【보정내용】

【도 2】

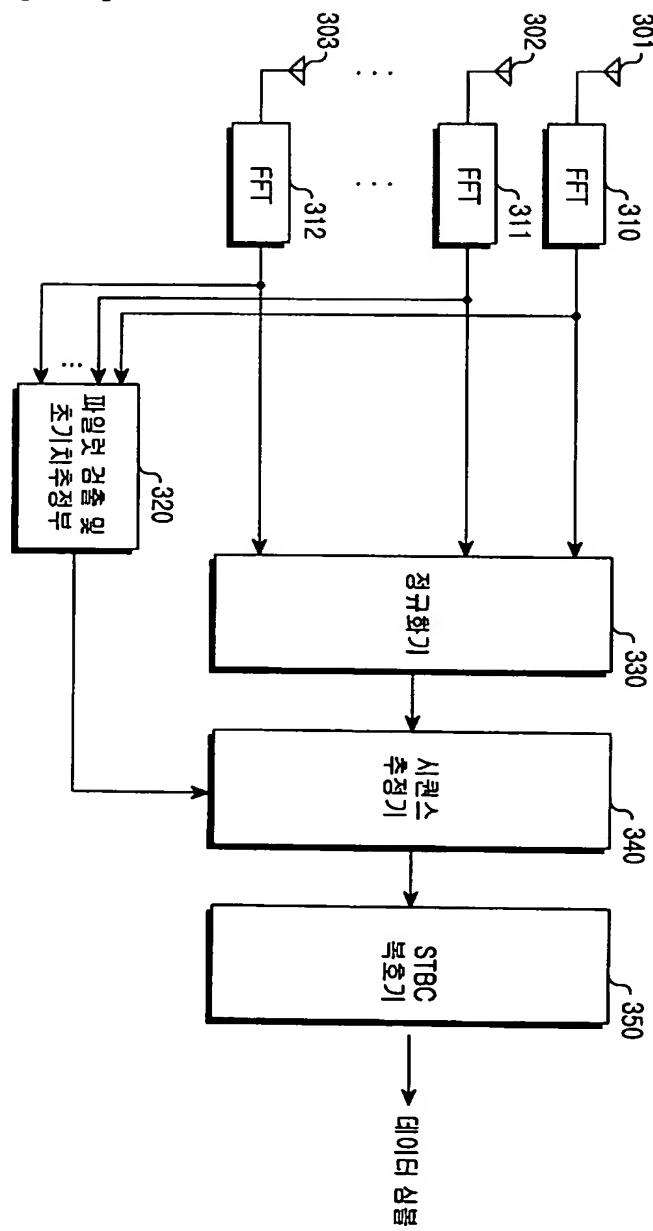


【보정대상항목】 도 3

【보정방법】 정정

【보정내용】

【도 3】



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0004
【제출일자】	2003.04.21
【국제특허분류】	H04L
【발명의 명칭】	다입다출력 직교주파수분할다중화 이동통신 시스템에서의 신호 시퀀스 추정 방법 및 장치
【발명의 영문명칭】	SEQUENCE ESTIMATING METHOD AND DEVICE IN MIMO OFDM COMMUNICATION SYSTEM
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	2003-001449-1
【발명자】	
【성명의 국문표기】	이종호
【성명의 영문표기】	LEE, Jong Ho
【주민등록번호】	760613-1657011
【우편번호】	151-762
【주소】	서울특별시 관악구 봉천2동 동아아파트 108동 803호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	정재학
【성명의 영문표기】	CHUNG, Jae Hak
【주민등록번호】	640822-1047624
【우편번호】	137-771
【주소】	서울특별시 서초구 서초동 무지개아파트 1동 403호
【국적】	KR

1020030025146

출력 일자: 2003/12/1

【발명자】

【성명의 국문표기】	황찬수
【성명의 영문표기】	HWANG, Chan Soo
【주민등록번호】	750704-1162416
【우편번호】	449-905
【주소】	경기도 용인시 기흥읍 상갈리 금화마을 주공 아파트 303동 170호

【국적】	KR
------	----

【발명자】

【성명의 국문표기】	남승훈
【성명의 영문표기】	NAM, Seung Hoon
【주민등록번호】	771003-1055625
【우편번호】	158-070
【주소】	서울특별시 양천구 신정1동 목동아파트 1022-504
【국적】	KR

【발명자】

【성명의 국문표기】	곽도영
【성명의 영문표기】	KWAK, Do Young
【주민등록번호】	760120-1094316
【우편번호】	151-849
【주소】	서울특별시 관악구 봉천6동 1679-18(201호)
【국적】	KR

【발명자】

【성명의 국문표기】	한재충
【성명의 영문표기】	HAN, Jae Choong
【주민등록번호】	660706-1068511
【우편번호】	442-727
【주소】	경기도 수원시 팔달구 영통동 신나무실 신안 아파트 533-1401
【국적】	KR

【발명자】

【성명의 국문표기】	김성철
【성명의 영문표기】	KIM, Seong Cheol
【주민등록번호】	610516-1691416

1020030025146

출력 일자: 2003/12/1

【우편번호】 156-095

【주소】 서울특별시 동작구 사당5동 1139번지 사당 LG 아파트 101-504

【국적】 KR

【취지】 특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대리인
이건주 (인)

【수수료】

【기본출원료】 20 면 29,000 원

【가산출원료】 43 면 43,000 원

【우선권주장료】 0 건 0 원

【심사청구료】 0 항 0 원

【합계】 72,000 원

【요약서】

【요약】

본 발명은 다입다출력(MIMO) OFDM 이동통신 시스템의 수신측에서 QAM 변조되고 STBC 부호화되어 전송된 신호를 검출하는 경우에 있어서, 다중 경로 페이딩에 의한 신호의 왜곡을 보상하기 위하여 최적화(EM) 기반의 반복적 추정방법을 이용한다. 이 때, 본 발명은 상기 EM 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 검출하는 경우에 있어서, 수신측에 수신된 각각의 직교주파수분할다중화 신호에 포함된 파일럿 부반송파와 소정의 초기값을 이용하여 초기 시퀀스 추정치를 구하는 과정과, 상기 수신측에 수신된 신호의 직교성을 이용하여 하기 수학식에 의해 생성되는 각 채널별 수신신호의 정규화된 값을 구하는 과정과, 상기 초기 시퀀스 추정치와 상기 수신신호의 정규화된 값을 적용하여 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정과, 상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정을 수회 반복하여 상기 차기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴하면, 상기 수렴된 차기 시퀀스 추정치를 최종 시퀀스 추정치로 결정하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

【대표도】

도 4

【색인어】

OFDM, MIMO, STBC, QAM, IFFT, FFT, 부반송파, EM, MMSE, ML

【명세서】**【발명의 명칭】**

다입다출력 직교주파수분할다중화 이동통신 시스템에서의 신호 시퀀스 추정 방법 및 장치
{SEQUENCE ESTIMATING METHOD AND DEVICE IN MIMO OFDM COMMUNICATION SYSTEM}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 MIMO 직교주파수분할다중화 송신 시스템의 개략도,

도 2는 일반적인 MIMO 직교주파수분할다중화 수신 시스템의 개략도,

도 3은 본 발명의 제 1실시예에 따른 MIMO 직교주파수분할다중화 수신 시스템을 도시한 도면,

도 4는 본 발명의 제 1실시예에 따라 다입다출력 OFDM 시스템의 수신측에서 QAM 변조된 신호의 시퀀스를 추정하는 방법을 도시한 도면,

도 5는 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 1인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 BER 성능을 도시한 도면(16-QAM, $f_d T_s=0.005$),

도 6은 3개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 3/4인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 BER 성능을 도시한 도면(16-QAM, $f_d T_s=0.005$),

도 7은 4개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 3/4인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 BER 성능을 도시한 도면(16-QAM, $f_d T_s=0.005$),

도 8는 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 1인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 MSE 성능을 도시한 도면,

도 9은 4개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 3/4인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 MSE 성능을 도시한 도면,

도 10은 본 발명의 제 2실시예에 따른 직교주파수분할다중화 수신 시스템을 도시한 도면

,

도 11은 본 발명의 제 2실시예에 따라 다입다출력 OFDM 시스템의 하나의 수신안테나에서 QAM 변조되어 전송된 신호의 시퀀스를 추정하는 방법을 도시한 도면

도 12는 16-QAM의 경우에 본 발명의 제 2실시예에 따른 수신신호 검출 방법의 BER 성능을 도시한 도면,

도 13은 64-QAM의 경우에 본 발명의 제 2실시예에 따른 수신신호 검출 방법의 BER 성능을 도시한 도면,

도 14는 본 발명의 제 2실시예의 반복과정에 따른 MSE 개선 성능을 도시한 도면,

도 15는 본 발명의 제 2실시예의 반복과정에 따른 평균 MSE 개선 성능을 도시한 도면.

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<16> 본 발명은 직교주파수분할다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 'OFDM'이라 칭함) 방식의 이동통신시스템에 관한 것으로서, 특히 직각진폭변조(Quadrature

Amplitude Modulation: 이하 'QAM'이라 칭함)되고 시공간 블록 부호(Space-Time Block Code:

이하 'STBC'이라 칭함)화되어 전송되는 OFDM 신호에 대한 시퀀스 추정방법에 관한 것이다.

<17> 현재 3세대 이동통신시스템에서 사용하고 있는 CDMA 전송방식으로는 대용량의 무선 데이터를 처리하는데 어려움이 있다. 이를 해결하기 위한 방법으로서, 4세대 이동통신시스템에서는 멀티패스(multi-path) 채널에서 고속으로 대용량의 데이터 처리를 가능하게 하는 OFDM 시스템이 주목받고 있다.

<18> 일반적으로, OFDM 방식에서는 데이터를 전송함에 있어 각각의 심볼을 부반송파(sub-carrier)에 나뉘어 실려진 후, 소정의 부채널(sub-channel)에 묶여져서 전송된다. 이러한 OFDM 방식은 부채널의 스펙트럼이 상호 직교성을 유지하면서 서로 중첩되어 있어 스펙트럼 효율이 좋고, OFDM 변복조가 역고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform, 이하 "IFFT"라 칭함)과 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform, 이하 "FFT"라 칭함)에 의해 구현되기 때문에 변/복조부의 효율적인 디지털 구현이 가능하다. 또한, 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 간섭에 대해 강건해 현재 유럽 디지털 방송의 전송과 IEEE 802.11a, IEEE 802.16a 및 IEEE 802.16b 등 대용량 무선 통신 시스템의 규격으로 채택되어 있는 고속의 데이터 전송에 효과적인 기술이다. 또한, 4세대 이동통신시스템에서는 광대역 무선 통신에 대한 수요가 증가하면서, 송수신 시에 다중 안테나를 사용하는 다입다출력(Multi-Input Multi-Output: 이하 'MIMO'라 칭함) 시스템에 대한 연구가 진행되고 있다. 이를 위해 복호화(decoding) 과정이 상대적으로 복잡하지 않은 시공간 블록 부호(STBC)가 주목받고 있다.

<19> 도 1은 일반적인 MIMO 직교주파수분할다중화 송신 시스템의 개략도이다. 도 1을 참조하면, 송신측에서 전송하고자 하는 데이터 심볼은 변조 과정(도시되지 않음)을 거치게 된다. 이 때 주로 사용되는 변조 방식은 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying: 이하 'QPSK'이라 칭함),

16-QAM, 64-QAM 등이 있다. 이와 같이 변조된 심볼들은 시공간블록부호기(STBC 부호기)(110)에 입력되어 시공간 블록부호화된다. 이후에 상기 시공간블록부호기(STBC 부호기)(110)의 출력은 IFFT변환기(120, 121, ..., 122)에 입력되어 IFFT 연산되어 OFDM 신호로 변환된다. 이 후, 상기 OFDM 신호는 복수의 송신안테나(130, 131, ..., 132)를 통하여 송신된다.

<20> 도 2는 일반적인 MIMO 직교주파수분할다중화 수신 시스템의 개략도이다. 도 2를 참조하면, 복수의 수신안테나(201, 202, ..., 203)에 수신된 신호는 FFT변환기(210, 211, ..., 212)에서 FFT 연산된다. 그리고 파일럿 검출 및 초기치 추정부(220)에서는 상기 FFT 연산된 신호로부터 각각의 OFDM 신호에 포함된 파일럿 부반송파와 소정의 초기값을 이용하여 초기 시퀀스 추정치를 구한다. 그리고, 상기 FFT변환기(210, 211, ..., 212) 및 파일럿 검출 및 초기치 추정부(250)의 출력은 시공간블록복호기(STBC 복호기)(230)에 입력되어 최적의 수신 신호를 결정한 후 시공간 블록 복호화된다.

<21> 이와 같은 OFDM 방식에서 수신신호의 채널 추정 방법으로는, 결정적 최적 가능성(Deterministic Maximum Likelihood: 이하 'Deterministic ML'이라 칭함) 추정 방법과 최소 평균 평방 오류(Minimum Mean Square Error: 이하 'MMSE'라 칭함) 추정방법 등이 있다.

<22> 여기에서 Deterministic ML 추정 방법은 채널의 충격응답이 미지상태(unknown)이지만 결정적(deterministic)이라고 가정하면서 최적의 ML(Maximum Likelihood) 추정치를 얻음으로써 채널을 추정하는 방법이다. 그러나, Deterministic ML 추정 방법은 수신신호의 채널추정에 있어서 채널의 이전 정보(prior information)를 이용하지 않기 때문에 정확도가 낮다는 문제가 있다. 반면에 MMSE 추정 방법은 채널의 충격응답이 임의적(random)이라고 가정하고, 채널 추정 오류(error)의 제곱이 최소가 되도록 하는데 중점을 두면서 채널을 추정하는 방법이다. 그러나

, MMSE 추정 방법은 수신신호의 채널추정을 위하여 채널 특성에 대한 통계자료와 SNR(Signal to Noise Ratio) 등을 필요로 하므로 실제 시스템으로 구현하기에 어렵다는 문제가 있다.

<23> 따라서, 이와 같은 다입다출력(MIMO) OFDM 시스템의 수신측에서, QAM 변조되고 시공간블록부호화된 신호를 검출하기 위해서는 다중 경로 페이딩에 의한 신호의 왜곡을 보상할 수 있는 채널 추정 방법이 요구된다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<24> 따라서 상기한 바와 같은 종래 기술의 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은 다입다출력(MIMO) OFDM 이동통신 시스템의 수신측에서 QAM 변조되고 STBC 부호화되어 전송된 신호를 검출하는 경우에 있어서, 다중 경로 페이딩에 의한 신호의 왜곡을 보상하기 위하여 최적화(Expectation-Maximization: 이하 'EM'이라 칭함) 기반의 반복적 추정방법을 이용한다. 본 발명은 상기 EM 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 신호 시퀀스를 추정하는 경우에 있어서, 각 채널별 수신신호의 정규화된 값을 이용함으로써 매 반복시마다 시퀀스 추정치에 관한 역행렬을 구하지 않고서도 신호의 시퀀스를 추정할 수 있는 방법을 제안한다.

<25> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위하여 본 발명은, 다입다출력 직교주파수분할다중화 이동통신 시스템에서 신호 시퀀스 추정방법에 있어서,

<26> 상기 수신측에 수신된 각각의 직교주파수분할다중화 신호에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 초기 시퀀스 추정치를 구하는 과정과,

<27> 상기 수신측에 수신된 신호의 직교성을 이용하여 각 채널별 수신신호의 정규화된 값을 구하는 과정과,

<28> 상기 초기 시퀀스 추정치와 상기 수신신호의 정규화된 값을 적용하여 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정과,

<29> 상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정을 수회 반복하여 상기 차기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴하면, 상기 수렴된 차기 시퀀스 추정치를 최종 시퀀스 추정치로 결정하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

<30> 하기에서 본 발명을 설명함에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.

<31> <제 1실시예>

<32> 본 발명의 제 1실시예는 상기 도 3의 본 발명의 실시예에 따른 다입다출력(MIMO) OFDM 이동통신 시스템의 수신측에서 QAM 변조되고 STBC 부호화되어 전송된 신호의 시퀀스를 추정하는 경우에 있어서, 다중 경로 페이딩에 의한 신호의 왜곡을 보상하기 위하여 최적화(Expectation-Maximization: 이하 'EM'이라 칭함) 기반의 반복적 추정방법을 이용한다. 이 때, 본 발명은 상기 EM 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 신호 시퀀스를 추정하는 경우에 있어서, 각 채널별 수신신호의 정규화된 값을 이용함으로써 매 반복시마다 시퀀스 추정치에 관한 역행렬을 구하지 않고서도 신호의 시퀀스를 추정할 수 있는 방법을 제안한다.

<33> 본 발명의 제 1실시예를 상세히 설명하기 전에 다입다출력(MIMO) OFDM 이동통신 시스템의 수신측에서 QAM 변조되고 STBC 부호화되어 전송된 신호에 대하여 EM 기반의 반복적 추정 방법을 이용하여 신호의 시퀀스를 추정하는 방법을 살펴보면 다음과 같다.

<34> 먼저, 송신 안테나의 개수를 N, 수신 안테나의 개수를 M, 부호 워드(code word)의 길이를 L이라고 하고, OFDM 신호의 부반송파의 개수를 N_s , 변조에 이용될 부반송파의 개수를 $P=2N_a+1$ ($N_a=\text{int}[N(1-\alpha)/2]$)이고, $\text{int}(\cdot)$ 는 팔호 내부 연산 결과의 정수 부분을 나타냄)이라고 할 때, p번째 송신 데이터 심볼 벡터 s_p 는 $s_p = [s_p(-N_a), \dots, s_p(-1), s_p(0), s_p(1), \dots, s_p(N_a)]^T$ ($[\cdot]^T$ 은 벡터 전치행렬연산을 나타냄)와 같이 표현할 수 있다. 이와 같은 p번째 송신 데이터 심볼 벡터의 시공간 블록 부호화는 하기 <수학식 1>과 같이 표현된다.

$$\mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} c_1^p(1) & c_2^p(1) & \dots & c_N^p(1) \\ c_1^p(2) & c_2^p(2) & \dots & c_N^p(2) \\ \vdots & & & \\ c_1^p(L) & c_2^p(L) & \dots & c_N^p(L) \end{bmatrix}$$

【수학식 1】

<36> 이 때, $c_n^p(l)$ 은 p번째 부호 워드에서 n번째 송신 안테나로 1번째 송신되는 심볼을 의미 한다.

<37> 위와 같이 시공간 블록 부호화된 OFDM 워드에 포함될 송신 데이터 심볼 벡터, s_1, s_2, \dots, s_P 가 c_1, c_2, \dots, c_P 로 시공간 블록 부호화되고, 각 부호 워드가 각각의 부반송파에 변조된다. 그러면, n번째 송신 안테나에서 1번째로 송신될 OFDM 신호에 포함될 심볼 $D_n(l)$ 은 하기 <수학식 2>와 같다.

<38>

【수학식 2】

<39>

따라서, m 번째 수신 안테나에서 1번째로 수신되는 신호 $\mathbf{y}_m(l) = [y_m^1(l) \ y_m^2(l) \ \dots \ y_m^P(l)]^T$ 는 하기 <수학식 3>과 같이 표현된다.

<40>

$$\text{【수학식 3】} \quad \mathbf{y}_m(l) = \sum_{n=1}^N \mathbf{D}_n(l) \mathbf{H}_{n,m}(l) + \mathbf{n}_m(l)$$

<41>

이 때, $D_n(l)$ 은 n 번째 송신 안테나로부터 송신된 OFDM 신호에 포함된 심볼이다. $n_m(l)$ 은 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN) 벡터이며, 그 평균은 0이고, σ_n^2 (이 때, σ_n^2 은 잡음변수; I 는 단위행렬을 나타냄)인 공분산 행렬을 갖는다. $\mathbf{H}_{n,m}(l) = [H_{n,m}^1(l) \ H_{n,m}^2(l) \ \dots \ H_{n,m}^P(l)]^T$ 은 n 번째 송신 안테나로부터 m 번째 수신 안테나로의 채널에 대한 주파수 응답을 의미하며 하기 <수학식 4>와 같이 표현된다.

<42>

$$\text{【수학식 4】} \quad \mathbf{H}_{n,m}(l) = \mathbf{F} \mathbf{h}_{n,m}(l) = [\mathbf{f}^1 \ \mathbf{f}^2 \ \dots \ \mathbf{f}^P]^T \mathbf{h}_{n,m}(l)$$

<43>

상기 <수학식 4>에서, $\mathbf{h}_{n,m}(l) = [h_{n,m}^1(l) \ h_{n,m}^2(l) \ \dots \ h_{n,m}^P(l)]^T$ 은 n 번째 송신 안테나로부터 m 번째 수신 안테나로의 채널에 대한 충격응답(Impulse Function)을 의미하며, $h_{n,m}(l)$ 의 각 원소들은 서로 독립적인 레일리 페이딩(Rayleigh fading)을 갖는다고 가정한다. 또한, F 는 이산 푸리에 변환 행렬이며, 행렬의 각 원소는 하기 <수학식 5>와 같이 나타낼 수 있다.

<44>

$$\text{【수학식 5】} \quad [\mathbf{f}^p]_a = \exp\left(-j \frac{2\pi p'(a-1)}{N_s}\right), \quad p = 1, 2, \dots, P, \quad a = 1, 2, \dots, J$$

<45>

이 때, P 는 부반송파의 수이고, J 는 채널충격응답 경로의 수이다. 또한 $p' = p - N_a - 1$ 은 부반송파 인덱스이며, $|p'| \leq N_a$ 를 만족한다.

<46>

위와 같은 경우에 있어서, 채널의 페이딩이 한 OFDM 시공간 부호 워드에 대해 일정한 경우, 즉 채널이 준정적(quasi-static)인 경우에는, 하기 <수학식 6>이 성립한다.

<47>

$$\text{【수학식 6】 } \mathbf{H}_{n,n}(1) = \mathbf{H}_{n,n}(2) = \cdots = \mathbf{H}_{n,n}(L) = \mathbf{H}_{n,n}$$

<48>

상기 <수학식 6>의 조건이 만족되면, 상기 <수학식 3>은 하기 <수학식 7>과 같이 나타낼 수 있다.

<49>

$$\text{【수학식 7】 } \mathbf{y}_n = \sum_{m=1}^N \mathbf{D}_m \mathbf{H}_{n,m} + \mathbf{n}_n$$

<50>

이 때, 상기 <수학식 7>에서, $\mathbf{y}_n = [y_n^T(1) \ y_n^T(2) \ \cdots \ y_n^T(L)]^T$, $\mathbf{n}_n = [n_n^T(1) \ n_n^T(2) \ \cdots \ n_n^T(L)]^T$ 이다.

<51>

이와 같은 수신신호에 대하여 EM 기반의 반복적 채널 추정방법을 적용하기 위해 상기 <수학식 7>을 하기 <수학식 8> 및 <수학식 9>와 같이 표현할 수 있다.

<52>

$$\text{【수학식 8】 } \mathbf{y}_n = \mathbf{D}_n \bar{\mathbf{F}} \mathbf{h}_n + \mathbf{n}_n$$

<53>

$$\bar{\mathbf{F}} = \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & & & \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{F} \end{bmatrix}, \mathbf{h}_n = [\mathbf{h}_{1,n}^T \ \mathbf{h}_{2,n}^T \ \cdots \ \mathbf{h}_{N,n}^T]^T, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1(1) & \mathbf{D}_2(1) & \cdots & \mathbf{D}_N(1) \\ \mathbf{D}_1(2) & \mathbf{D}_2(2) & \cdots & \mathbf{D}_N(2) \\ \vdots & & & \\ \mathbf{D}_1(L) & \mathbf{D}_2(L) & \cdots & \mathbf{D}_N(L) \end{bmatrix}$$

$$\text{【수학식 9】 }$$

<54>

위와 같은, 다입다출력(MIMO) OFDM 이동통신시스템의 수신측에 수신되는 신호의 시퀀스를 EM 기반의 반복적 추정 방법에 의하여 추정하는 방법은 다음과 같다.

<55>

먼저, 초기치 추정 단계(Initial Estimation Step)에서는 각각의 OFDM 심볼에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 반복의 초기치, 즉 초기 시퀀스 추정치(s^0)를 구한다. 상기 소정의 초기값은 MMSE(Minimum Mean Square Error) 추정치 또는 Deterministic ML 추정치를 적용할 수 있다.

<56>

다음으로, 기대값 단계(Expectation Step)에서는 하기 <수학식 10>과 같은 가능도함수 (likelihood function)를 구한다.

<57>

【수학식 10】 $L(\hat{s}|\hat{s}') = \sum_{n=1}^N \left\{ \text{Re}[y_n^H D \bar{F} \mu_n'] - \frac{1}{2} \sum_{o=1}^O \sum_{b=1}^B [D \bar{F}]_{o,b} [\mu_n']_{o,b} \right\}$

<58>

이 때, μ_n' 는 수신신호(y_m)와 i번째 시퀀스 추정치(\hat{s}')가 주어졌을 때의 채널충격응답(h_m)에 대한 조건부 기대값이며, 하기 <수학식 11>과 같이 표현된다.

<59>

【수학식 11】 $\mu_n' = E[h_n | y_n, \hat{s}'] = K_n' \bar{F}^H (\hat{D}')^H y_n$

<60>

상기 <수학식 11>에서, $(\cdot)^H$ 은 허미시안(Hermitian) 전치연산이고, $E[\cdot]$ 은 평균값(기대값)을 구하는 연산이며, 또한 \hat{v}' 는 i번째 시퀀스 추정치(\hat{s}')를 이용하여 상기 <수학식 2> 및 <수학식 9>에서와 같이 정의된 행렬이다. 또한, K_n' 는 채널충격응답의 정규화값으로서 채널 충격응답의 공분산 행렬(R_m)이 $R_m = E[h_m h_m^H]$ 일 때, 하기 <수학식 12>과 같이 표현된다.

<61>

【수학식 12】 $K_n' = (\sigma_n^2 R_m^{-1} + \bar{F}^H (\hat{D}')^H \bar{F})^{-1}$

<62>

그리고, 상기 <수학식 11>에서 x_n' 는 수신신호(y_m)와 i번째 시퀀스 추정치(\hat{s}')가 주어졌을 때의 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값이며, 하기 <수학식 13>과 같이 표현된다.

<63>

【수학식 13】 $x_n' = E[h_n h_n^H | y_n, \hat{s}'] = \sigma_n^2 K_n' + \mu_n' (\mu_n')^H$

<64>

다음으로, 최적화 단계(Maximization Step)에서는 하기 <수학식 14>에 의하여 i+1번째 시퀀스 추정치, 즉 차기 시퀀스 추정치를 구한다.

<65>

【수학식 14】 $\hat{s}'^{i+1} = \arg \max_s L(s|\hat{s}')$

<66>

상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정은 상기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴할 때까지 반복된다. 이와 같은 과정들에 의하여 시퀀스 추정치가 수렴하면, 상기 시퀀스 추정치

의 수렴된 값이 최종 시퀀스 추정치로 결정되고, 상기 최종 시퀀스 추정치에 대하여 이후 STBC 복호화에 의해 데이터 심볼을 검출하게 된다.

<67> 상술한 종래의 EM 기반의 반복적 추정 방법을 이용하여 다입다출력 OFDM 이동통신시스템의 수신측에서 신호 시퀀스를 추정하는 경우에 있어서, 불변 포락선(constant envelop) 특성을 갖는 PSK(Phase Shift Keying) 변조를 사용하는 경우에는 상기 <수학식 12>에서 채널충격응답의 정규화 값(K_m^i)의 역행렬 내부에 포함된 $(\hat{p})^{im}$ 가 i의 차수에도 불구하고 일정한 값을 갖게 되므로 이를 미리 계산하여, 상기 채널충격응답에 대한 조건부 기대값(μ_m^i)을 구하는데 이용할 수 있다.

<68> 그러나, 주파수 효율도가 높은 QAM 변조를 사용하는 경우에는 상기 <수학식 11>에서의 채널충격응답의 정규화 값(K_m^i)의 역행렬 내부에 포함된 $(\hat{p})^{im}$ 가 i번 째 시퀀스 추정치의 함수이므로, 상기 차기 시퀀스 추정치를 구할 때마다 상기 역행렬을 구하는 과정을 반복하여야 한다. 이와 같은 경우에 있어서, 상기 역행렬을 구하는 과정을 실제 시스템 상에서 구현하는 것은 시스템을 불안정하게 만들기 때문에 현실적으로 불가능하다.

<69> 따라서, 본 발명은 QAM 변조를 사용하는 경우에도 i번째 시퀀스 추정치에 관한 역행렬을 구하지 않고서도 EM 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 신호의 시퀀스를 추정할 수 있는 방법을 제안한다

<70> 이하 본 발명의 제 1실시예를 첨부된 도면을 참조하여 설명하면 다음과 같다.

<71> 도 3은 본 발명의 제 1실시예에 따른 MIMO 직교주파수분할다중화 수신 시스템을 도시한 도면이다. 도 3를 참조하면, 복수의 수신안테나(301, 302, ..., 303)에 수신된 신호는 FFT변환기(320)에서 FFT 연산된다. 이 후, 상기 FFT연산된 신호는 정규화기(330)에 입력되며, 상기 정

규화기(330)는 수신신호에 대한 정규화값을 생성한다. 그리고 파일럿 검출 및 초기치 추정부(320)에서는 상기 FFT 연산된 신호로부터 각각의 OFDM 신호에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 초기 시퀀스 추정치를 구한다. 그리고, 상기 정규화기(330) 및 파일럿 검출 및 초기치 추정부(320)의 출력은 시퀀스 추정기(340)에 입력되며, 상기 시퀀스 추정기(340)는 최적의 신호 시퀀스를 추정하여 최종 시퀀스 추정치를 생성한다. 상기 시퀀스 추정기(340)로부터 출력된 최종 시퀀스 추정치는 시공간블록복호기(STBC 복호기)(350)에 입력되며, 상기 STBC 복호기(350)는 최종 시퀀스 추정치에 대하여 STBC 복호화를 하여 데이터 심볼을 생성한다. 상기 도 3에서는 정규화기(330)와 시퀀스 추정기(340)와 STBC 복호기(350)를 각각 별도의 장치로서 구성한 경우를 도시하였으나, 정규화기(330)와 시퀀스 추정기(340)와 STBC 복호기(350)는 하나의 장치에 의하여 구현될 수도 있다.

<72> 도 4는 본 발명의 제 1실시예에 따라 다입다출력 OFDM 시스템의 수신측에서 QAM 변조된 신호의 시퀀스를 추정하는 방법을 도시한 도면이다.

<73> 도 4를 참조하면, 먼저, 410단계는 초기치 추정 단계(Initial Estimation Step)이다.

<74> 410단계에서, 파일럿 검출 및 초기치 추정부(320)는 수신측에 수신된 각각의 OFDM 신호에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 반복의 초기치, 즉 초기 시퀀스 추정치(\hat{s}^0)를 구한다. 상기 소정의 초기값은 MMSE(Minimum Mean Square Error) 추정치 또는 Deterministic ML 추정치를 적용할 수 있다.

<75> 다음의 420단계 내지 470단계는 기대값 단계(Expectation Step)이다.

<76> 420단계에서, 정규화기(330)는 상기 수신측에 수신된 신호에서 하기 <수학식 15>와 같이 p 번 째 부반송파에 대한 신호를 추출한다.

<77> 【수학식 15】 $y_m^p = \mathbf{C}^p \mathbf{H}_m^p + n_m^p$

<78> 이 때, 아래첨자 m 은 m 번째 수신안테나임을 나타내고, \mathbf{C} 는 임의의 시공간 블록부호 행렬이며, \mathbf{H} 는 채널에 대한 주파수응답이고, n 은 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 나타낸다.

<79> 430단계에서, 정규화기(330)는 p 번 째 부반송파에 대하여 추출된 수신신호(y_m^p)에 대하여 시공간 부호 워드의 직교성을 이용하여 하기 <수학식 16>과 같은 수신신호의 정규화값($\mathbf{z}_m^p = [z_{1,m}^p, z_{2,m}^p, \dots, z_{N,m}^p]^T$)을 구한다.

$$\begin{aligned} <80> \quad \mathbf{z}_m^p &= \left[(\hat{\mathbf{C}}_p)^H \hat{\mathbf{C}}_p \right]^{-1} (\hat{\mathbf{C}}_p)^H y_m^p \\ &= \frac{1}{\hat{\beta}_p} (\hat{\mathbf{C}}_p)^H y_m^p \\ &= \mathbf{H}_m^p + \mathbf{w}_m^p \end{aligned}$$

【수학식 16】

<81> 이 때, $(\hat{\mathbf{C}}_p)^H \hat{\mathbf{C}}_p = \hat{\beta}_p \mathbf{I}$ 이고, $\mathbf{w}_m^p = [w_{1,m}^p, w_{2,m}^p, \dots, w_{N,m}^p]^T$ 이고, 는 하기 <수학식 17>와 같다.

$$<82> \quad \mathbf{w}_m^p = \frac{1}{\hat{\beta}_p} (\hat{\mathbf{C}}_p)^H n_m^p$$

【수학식 17】

<83> 다음으로 440단계에서, 정규화기(330)는 상기 각 부반송파에 대하여 구해진 수신신호의 정규화값을 각각의 채널($1, 2, \dots, N$)에 대하여 정리하여 하기 <수학식 18>과 같은 채널별 수신신호의 정규화값($\mathbf{z}_{n,m}$)을 구한다.

$$<84> \quad \mathbf{z}_{n,m} = \mathbf{H}_{n,m} + \mathbf{w}_{n,m} = \mathbf{F} \mathbf{h}_{n,m} + \mathbf{w}_{n,m}$$

【수학식 18】

<85> 이 때, $\mathbf{w}_{n,m}$ 은 $\mathbf{w}_{n,m} = [w_{n,m}^1, w_{n,m}^2, \dots, w_{n,m}^N]^T$ 이며, 각 원소가 서로 독립적이고, 공분산 행렬이 하기 <수학식 19>과 같이 표현되는 n 번째 송신 안테나로부터 m 번째 수신 안테나로의 채널에 대한 백색 가우시안 잡음이다. 그리고, \mathbf{F} 는 이산 푸리에 변환 행렬이며, $\mathbf{h}_{n,m}$ 은 n 번째 송신 안테나로부터 m 번째 수신 안테나에 대한 채널의 충격응답이다.

<86> 【수학식 19】 $\sigma_n^2 I = \rho \sigma_w^2 I$

<87> 이 때, σ_w^2 는 n번째 송신안테나로부터 m번째 수신안테나로의 채널에 대한 잡음변수, σ_n^2 는 m번째 수신안테나로 수신되는 신호에 대한 잡음변수, I는 단위행렬이고, ρ 는 분산 크기 조정 변수(Variance Scaling Factor)로서 하기 <수학식 20>과 같이 표현된다.

<88> 【수학식 20】 $\rho = E\left[\frac{\sum_{l=1}^L |c_n(l)|^2}{\beta^2}\right]$

<89> 상기 <수학식 20>에서 $c_n(l)$ 은 시공간 블록 부호 행렬 C의 원소이고, β 는 $C^H C = \beta I$ 인 경우를 나타낸다. 상기 분산 크기 조정 변수(ρ)는 하기 <표 1>에 정리된 바와 같다.

<90> 【표 1】

분산 크기 조정 변수

STBC	QPSK	16-QAM	64-QAM
Rate 1 (N=2)	0.5	0.659	0.700
Rate 3/4 (N=3, 4)	0.333	0.389	0.398
Rate 1/2 (N=3, 4)	0.125	0.139	0.141

<91> 450단계에서, 정규화기(330)는 채널충격응답의 공분산 행렬($R_{n,m}$)이 $R_{n,m} = E[h_{n,m} h_{n,m}^H]$ 일 때, 하기 <수학식21>과 같은 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값을 구한다.

<92> 【수학식 21】 $K_{n,m} = (F^H F + \sigma_w^2 R_{n,n}^{-1})^{-1}$

<93> 이 때, R은 채널충격응답의 공분산 행렬, D는 OFDM 신호에 포함된 심볼을 나타낸다.

<94> 상기 <수학식 21>의 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값은 i 번 째 시퀀스 추첨치에 관한 함수로 표현되지 않게 된다. 또한, F는 이산 푸리에 연산행렬이고, $R_{n,m}$ 은 채널충격응답의 공분산행렬이므로, i번째 시퀀스에 대하여 결정해 놓으면 채널의 공분산(covariance)이



1020030025146

출력 일자: 2003/12/1

바뀌지 않는 한 계속해서 $i+1$ 번째 시퀀스에 대하여도 사용할 수 있게 된다. 따라서, 상기 i 번째 시퀀스 추정치에 관한 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값인 $K_{n,m}$ 를 계산하고, 이를 차기 $i+1$ 번째 시퀀스 추정치를 구하는 과정에서 다시 이용할 수 있다. 이와 같은 방법으로 매 반복시마다 별도의 역행렬을 구하지 않고서도 차기 시퀀스 추정치를 구할 수 있게 된다.

<95> 460단계에서, 시퀀스 추정기(340)는 상기 <수학식 11>에서의 채널충격응답에 대한 조건부 기대값(μ^i_m)과 상기 <수학식 13>에서의 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값(χ^i_m)을 각각 하기 <수학식 22> 및 <수학식 23>과 같이 구한다.

<96> 【수학식 22】 $\mu'_{n,m} = K_{n,m} F^H z_{n,m}$

<97> 【수학식 23】 $\chi'_{n,m} = \sigma^2 K_{n,m} + \mu'_{n,m} (\mu'_{n,m})^H$

<98> 이 후, 470단계에서 시퀀스 추정기(340)는 하기 <수학식 24>에 따라 특정한 확률분포 하에서 가정되는 가능도 함수(likelihood function)를 구한다.

<99> 【수학식 24】 $L(s|f') = \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P \left\{ \text{Re}[y_p]^H C_p \Lambda'_m f_p \right\} - \frac{\beta_p}{2} \sum_n \sum_{a=1}^A \sum_{b=1}^B [\chi'_{n,m}]_{ab} [f_p]_a [f_p]_b \right\}$

<100> 이 때, Λ'_m 은 채널충격응답에 대한 조건부 기대값의 행렬로서 $\Lambda'_m = [\mu'_{1,m} \mu'_{2,m} \dots \mu'_{N,m}]^T$ 이고, $\mu'_{n,m}$ 은 채널충격응답에 대한 조건부 기대값으로서 $\mu'_{n,m} = E[h_{n,m}|y_n, s']$ 이며, $[k_{n,m}]_a$ 는 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값으로서 $[k_{n,m}]_a = E[k_{n,m}(k_{n,m})^H]$ 이고, C 는 시공간 블록부호행렬, f 는 이산 푸리에 변환행렬의 각 원소, M 은 수신안테나의 수, P 는 부반송파의 수, N 은 송신안테나의 수, J 는 채널 충격응답 경로의 수, B 는 $C^H C = \beta I$ 인 경우를 나타낸다.

<101> 그리고, 480단계 내지 495단계는 최적화 단계(Maximazation Step)에 해당한다.



1020030025146

출력 일자: 2003/12/1

<102> 480단계에서는, 시퀀스 추정기(340)는 상기 <수학식 24>의 가능도 함수를 이용하여 하기 <수학식 25>와 같이 $i+1$ 번째 시퀀스 추정치, 즉 차기 시퀀스 추정치를 구한다.

<103> $\hat{s}^{i+1} = \arg \max_s L(s|s')$
【수학식 25】

<104> 490단계에서, 시퀀스 추정기(340)는 상기 차기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴하는지 여부를 판단한 후, 수렴한 경우에는 495단계를 진행한다. 그러나, 수렴하지 않은 경우에는 상기 460과정 내지 상기 490과정을 반복한다.

<105> 495단계에서, 시퀀스 추정기(340)는 상기 일정한 값으로 수렴한 시퀀스 추정치를 검출하고자 하는 신호의 최종시퀀스 추정치로 결정한다. 상기 최종 시퀀스 추정치에 대하여는 이후 STBS 복호기(350)에서 STBC 복호화되어 데이터 심볼이 검출된다.

<106> 도 5는 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 1인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 BER 성능을 도시한 도면이다(16-QAM, $f_d T_s = 0.005$).

<107> 도 6은 3개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 3/4인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 BER 성능을 도시한 도면이다(16-QAM, $f_d T_s = 0.005$).

<108> 도 7은 4개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 3/4인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 BER 성능을 도시한 도면이다(16-QAM, $f_d T_s = 0.005$).

<109> 도 5와, 도 6과, 도 7에서, 컴퓨터 시뮬레이션 환경은 IEEE 802.11a의 Physical layer standard에 따라 구성하였다. 이 때, 주파수 선택적 페이딩 채널의 power delay profile은 다음과 같고, 각 다중 경로는 독립적인 레일리히 페이딩을 겪는다고 가정하였다.

$$<110> E[|h_{n,a}|^2] = \exp\left(-\frac{(a-1)}{10}\right), a = 1, 2, \dots, J$$

<111> 또한, 본 발명의 실시예에 따라 초기화 과정과 1회의 반복과정을 거치도록 하였다. 도 5와, 도 6과, 도 7에서 도시된 바와 같이 본 발명의 실시예에 따른 EM 기반의 반복적 추정방법 (Proposed Method)의 BER 성능(510, 610, 710)은 기존의 MMSE 방식의 BER 성능(520, 620, 720)에 비해 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다. 또한, 반복 과정 회수에 제한을 주지 않은 최적의 EM 추정방법(Optimal EM Method)의 BER 성능(530, 630, 730)과 거의 차이가 나지 않음을 확인 할 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예에 따라 상기 반복과정을 진행하면, 1회 이상의 반복 후에는 BER 성능이 수렴하게 된다. 이외에 참조번호 540, 640, 740의 실선은 모든 채널의 특성을 수신측에서 정확히 알고 있다고 가정한 이상적인 경우(Ideal Channel Information: 이하 'ICI'라 칭함)의 BER성능을 나타내고 있다.

<112> 도 8는 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 1인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 MSE 성능을 도시한 도면이다.

<113> 도 8을 참조하면, 기존의 MMSE 방식을 사용하는 경우(810, 840)와 본 발명의 제 1실시예에 따른 경우(820, 850)와, 반복 과정 회수에 제한을 주지 않은 최적의 EM 추정방법(Optimal EM Method)을 사용하는 경우(830, 860)에 있어서, SNR(Signal to Noise Ratio: 이하 'SNR'이라 칭함)이 10dB인 경우 평균평방오류(Mean Squared Error: 이하 'MSE'라 칭함)를 나타낸다. 이 때, 가로축은 부반송파(subcarrier) 번호, 세로축은 MSE의 크기를 도시하였다. 또한, 도 8은 2

개의 송신 안테나와 16QAM, Rate=1인 STBC를 사용하는 경우를 도시한다. 참조번호 810, 820, 830의 곡선들은 BT=0.005인 경우이며, 참조번호 840, 850, 860의 곡선들은 BT=0.02인 경우이다. 도 8에 도시된 바와 같이 본 발명의 제 1실시예에 따라 1번의 반복과정(iteration)만을 실행하여도 기존의 MMSE방식에 비해 MSE를 약 절반으로 줄일 수 있다.

<114> 도 9은 4개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나에 대한 Rate 3/4인 시공간 블록 부호를 이용한 경우에 본 발명의 제 1실시예에 따른 MSE 성능을 도시한 도면이다.

<115> 도 9를 참조하면, 기존의 MMSE 방식을 사용하는 경우(910, 940)와 본 발명의 제 1실시예에 따른 경우(920, 950)와 반복 과정 회수에 제한을 주지 않은 최적의 EM 추정방법(Optimal EM Method)을 사용하는 경우(930, 960)에 있어서, SNR이 10dB인 경우 평균평방오류(Mean Squared Error: 이하 'MSE'라 칭함)를 나타낸다. 이 때, 가로축은 SNR, 세로축은 각 부반송파(subcarrier)들의 MSE의 평균치(Average MSE)로, 하였다. 또한, 도 9는 2개의 송신 안테나와 16QAM, Rate=3/4인 STBC를 사용하는 경우를 도시한다. 참조번호 910, 920, 930의 곡선들은 BT=0.005인 경우이며, 참조번호 940, 950, 960의 곡선들은 BT=0.01인 경우이다. 도 9에 도시된 바와 같이 본 발명의 제 1실시예에 따라 1번의 반복과정만을 실행하여도 SNR이 10dB 이상인 경우에 기존의 MMSE에 비해 평균 MSE가 절반 이하로 줄어든다.

<116> 도 8과 도 9에서 나타난 바와 같이, 본 발명을 제 1실시예를 사용함으로 인해 기존의 방식에 비해 약 2~3dB정도의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 이를 통해 송신 전력을 30%~50% 줄여 송신하여도 동일한 BER을 얻을 수 있으며, 혹은 동일한 전송 전력을 사용하는 경우 셀(cell)의 반경을 확장 할 수 있다. 또한 본 발명의 제 1실시예를 사용함으로 인해 매 반복과정마다 부반송파의 개수만큼의 행(row)과 열(column)을 가지는 행렬의 역행렬을 구하지 않아도 되므로 용이하게 시스템의 구현이 가능하다.



1020030025146

출력 일자: 2003/12/1

<117> 〈제 2실시예〉

<118> 본 발명의 제 2실시예는 상기 도 3의 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 직교주파수분할다중화 수신 시스템에서 복수의 수신 안테나(301, 302, ..., 303) 중 하나의 수신 안테나를 통하여 수신되는 신호에 대하여 EM 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 신호의 시퀀스를 추정한다. 이 때, 본 발명의 제 2실시예는 상기 EM 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 신호 시퀀스를 추정하는 경우에 있어서, 수신신호의 정규화된 값을 이용함으로써 매 반복시마다 시퀀스 추정치에 관한 역행렬을 구하지 않고서도 신호의 시퀀스를 추정할 수 있는 방법을 제안한다.

<119> 본 발명의 제 2실시예를 상세히 설명하기 전에 OFDM 이동통신 시스템의 하나의 수신안테나에서 QAM 변조되어 전송된 신호에 대하여 EM 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 신호의 시퀀스를 추정하는 방법을 살펴보면 다음과 같다.

<120> OFDM 시스템의 송신측에서, 데이터 심볼들 각각이 실어져서 전송될 부반송파의 개수를 N , 송신될 데이터 심볼의 개수를 $P=2N_a+1$ 라고 하면, 송신 데이터 심볼 벡터는 하기 <수학식 26>과 같이 표현된다.

<121> 【수학식 26】 $s = [s(-N_a), \dots, s(-1), s(0), s(1), \dots, s(N_a)]^T$

<122> 이 때, 상기 부반송파 중 스펙트럼의 양쪽 가장자리에 위치한 $N-P$ 개의 부반송파들은 에일리어싱(aliasing)이 발생하는 것을 방지하기 위하여 사용되지 않는다.

<123> OFDM 시스템 상에서 이와 같이 데이터가 송신되는 경우에, 주파수 선택적 페이딩 채널을 통하여 수신측에 수신되는 신호(y)는 하기 <수학식 27>과 같이 표현된다.

<124> 【수학식 27】 $y = SFh + n$

<125> 이 때, S 는 데이터 심볼로 정의된 대각행렬이며, $S = \text{diag}[s(-N_a), \dots, s(-1), s(0), s(1), \dots, s(N_a)]$ 이다. h 는 채널의 충격응답으로서, $h = [h(1), h(2), \dots, h(L)]^T$ 이고, $[\cdot]^T$ 은 벡터전치행렬연산(vector transpose)이다. n 은 백색 가우시안 잡음 벡터이며, 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\sigma_n^2 I$ 이고, σ_n^2 은 잡음 변수이며, I 는 단위행렬이다. F 는 이산 푸리에 변환 행렬이며, 하기 <수학식 28>과 같이 표현된다.

<126>

$$[F]_{n,k} = e^{-j\frac{2\pi(n-1)(k-1)}{N}}$$

【수학식 28】

<127> 이 때, 아래 첨자 n 은 주파수 인덱스이며, $|n| \leq N_a$ 이고, k 는 시간 인덱스이며, $1 \leq k \leq L$ (L 은 채널의 수)이다.

<128>

그리고, 채널의 주파수 응답(H)은 $H = [H(-N_a), \dots, H(-1), H(0), H(1), \dots, H(N_a)]^T$ 이며, 하기 <수학식 29>와 같이 표현된다.

<129>

$$H = Fh$$

<130>

위와 같은, OFDM 이동통신시스템의 수신측에 수신되는 신호의 시퀀스를 EM 기반의 반복적 추정 방법에 의하여 추정하는 방법은 다음과 같다.

<131>

먼저, 초기치 추정 단계(Initial Estimation Step)에서는 각각의 OFDM 심볼에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 반복의 초기치, 즉 초기 시퀀스 추정치(s^0)를 구한다. 상기 소정의 초기값은 Deterministic ML 추정치 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 추정치를 적용할 수 있다.

<132>

다음으로, 기대값 단계(Expectation Step)에서는 하기 <수학식 30>과 같은 가능도함수(likelihood function)를 구한다.

<133>

【수학식 30】
$$Q(s|s') = \sum_{k=1}^N \left\{ \operatorname{Re} \left[y^*(k) s(k) \sum_{l=1}^L [F]_{k,l} m'_i(l) \right] - \frac{1}{2} |s_k|^2 \sum_{l=1}^L [F]_{k,l} [F]_{k,l}^* m'_i(l, m) \right\}$$

<134>

이 때, L 은 채널의 수이고, m'_i 는 수신신호(y)와 i 번째 시퀀스 추정치(s^i)가 주어졌을 때의 채널충격응답(h)에 대한 조건부 기대값이며, 하기 <수학식 31>과 같이 표현된다.

<135>

【수학식 31】
$$\mathbf{m}'_i = [m'_i(1), m'_i(2), \dots, m'_i(L)]^T = E[h|y, s'] = \mathbf{R}' \mathbf{F}^H (\mathbf{S}') y$$

<136>

상기 <수학식 31>에서, $(\cdot)^H$ 은 허미시안(Hermitian) 전치연산이고, $E[\cdot]$ 은 평균값(기대값)을 구하는 연산이며. $(\cdot)^*$ 은 복소공액연산이다. 또한, \mathbf{R}' 는 채널 충격응답의 정규화값으로서, 채널 충격응답의 공분산 행렬(\mathbf{R}_h)이 $\mathbf{R}_h = E[h h^H]$ 일 때, 하기 <수학식 32>과 같이 표현된다.

<137>

【수학식 32】
$$\mathbf{R}' = [\sigma_n^{-2} \mathbf{R}_h^{-1} + \mathbf{F}^H (\mathbf{S}') \mathbf{S}' \mathbf{F}]^{-1}$$

<138>

그리고, m'_i 는 수신신호(y)와 i 번째 시퀀스 추정치(s^i)가 주어졌을 때의 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값이며, 하기 <수학식 33>과 같이 표현된다.

<139>

$$\mathbf{m}'_i = \begin{bmatrix} m'_i(1,1) & m'_i(1,2) & \cdots & m'_i(1,L) \\ m'_i(2,1) & m'_i(2,2) & \cdots & m'_i(2,L) \\ \vdots & & & \\ m'_i(L,1) & m'_i(L,2) & \cdots & m'_i(L,L) \end{bmatrix} = E[h h^H | y, s'] = \sigma_n^{-2} \mathbf{R}' + \mathbf{m}'_i (\mathbf{m}'_i)^H$$

【수학식 33】

<140>

다음으로, 최적화 단계(Maximization Step)에서는 하기 <수학식 34>에 의하여 $i+1$ 번째 시퀀스 추정치, 즉 차기 시퀀스 추정치를 구한다.

<141>

【수학식 34】
$$s'^{i+1} = \arg \max_s Q(s|s')$$

<142> 상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정은' 상기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴할 때까지 반복된다. 이와 같은 과정들에 의하여 시퀀스 추정치가 수렴하면, 상기 시퀀스 추정치의 수렴된 값이 최종 시퀀스 추정치로 결정되고, 상기 최종 시퀀스 추정치에 대하여 이후 복호화에 의해 데이터 심볼을 검출하게 된다.

<143> 상술한 종래의 EM 기반의 반복적 추정 방법을 이용하여 OFDM 이동통신시스템의 수신측에서 신호 시퀀스를 추정하는 경우에 있어서, 불변 포락선(constant envelop) 특성을 갖는 PSK(Phase Shift Keying) 변조의 경우에는 상기 <수학식 32>에서 채널 충격응답의 정규화 값(R^i)의 역행렬 내부에 포함된 $(s^i)^H s^i$ 가 i의 차수에도 불구하고 일정한 값을 갖게 되므로 이를 미리 계산하여, 상기 채널충격응답에 대한 조건부 기대값(m^i)을 구하는데 이용 할 수 있다.

<144> 그러나, 주파수 효율도가 높은 QAM 변조를 사용하는 경우에는 상기 <수학식 32>에서의 채널충격응답의 정규화 값(R^i)의 역행렬 내부에 포함된 $(s^i)^H s^i$ 가 i번 째 시퀀스 추정치의 함수이므로, 상기 차기 시퀀스 추정치를 구할 때마다 상기 역행렬을 구하는 과정을 반복하여야 한다. 이와 같은 경우에 있어서, 상기 역행렬을 구하는 과정을 실제 시스템 상에서 구현하는 것은 시스템을 불안정하게 만들기 때문에 현실적으로 불가능하다.

<145> 따라서, 본 발명은 QAM 변조를 사용하는 경우에도 i번째 시퀀스 추정치에 관한 역행렬을 구하지 않고서도 EM 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 신호의 시퀀스를 추정할 수 있는 방법을 제안한다

<146> 이하 본 발명의 제 2실시예를 첨부된 도면을 참조하여 설명하면 다음과 같다.

<147> 도 10은 본 발명의 제 2실시예에 따른 직교주파수분할다중화 수신 시스템을 도시한 도면이다. 도 10를 참조하면, 수신측에 수신된 신호는 직/병렬 변환기(1010)에서 병렬신호로 변환된 후, FFT변환기(1020)에서 FFT 연산된다. 이 후, 상기 FFT연산된 신호는 병/직렬 변환기(1030)에 입력되어 직렬신호로 변환된다. 상기 병/직렬 변환기(1030)의 출력은 정규화기(1040)에 입력되며, 상기 정규화기(1040)는 수신신호의 정규화값을 생성한다. 그리고 파일럿 검출 및 초기치 추정부(1050)에서는 상기 FFT 연산된 신호로부터 각각의 OFDM 신호에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의해 초기 시퀀스 추정치를 구한다. 그리고, 상기 정규화기(1040) 및 파일럿 검출 및 초기치 추정부(1050)의 출력은 시퀀스 추정기(1060)에 입력되며, 상기 시퀀스 추정기(1060)는 최적의 신호 시퀀스를 추정하여 최종 시퀀스 추정치를 생성한다. 상기 시퀀스 추정기(1060)로부터 출력된 최종 시퀀스 추정치는 복호기(1070)에 입력되며, 상기 복호기(1070)는 최종 시퀀스 추정치에 대하여 복호화를 하여 데이터 심볼을 생성한다. 상기 도 10에서는 정규화기(1040)와 시퀀스 추정기(1060)와 복호기(1070)를 각각 별도의 장치로서 구성한 경우를 도시하였으나, 정규화기(1040)와 시퀀스 추정기(1060)와 복호기(1070)는 하나의 장치에 의하여 구현될 수도 있다.

<148> 도 11은 본 발명의 제 2실시예에 따라 다입다출력 OFDM 시스템의 하나의 수신안테나에서 QAM 변조되어 전송된 신호의 시퀀스를 추정하는 방법을 도시한 도면이다.

<149> 도 11를 참조하면, 먼저, 1110단계는 초기치 추정 단계(Initial Estimation Step)이다.

<150> 1110단계에서, 파일럿 검출 및 초기치추정부(1050)는 수신측에 수신된 각각의 OFDM 심볼에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 반복의 초기치, 즉 초기 시퀀스 추정치(s^0)를 구한다. 상기 소정의 초기값은 Deterministic ML 추정치 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 추정치를 적용할 수 있다.

<151> 다음의 1110단계 내지 1150단계는 기대값 단계(Expectation Step)이다.

<152> 1120단계에서, 정규화기(1040)는 i번째 시퀀스 추정치(s^i)를 이용하여 하기 <수학식 35>과 같은 수신 신호의 정규화값(y')을 구한다.

<153> 【수학식 35】 $y' = (S')^{-1} y = Fb + n'$

<154> 이 때, $n' = (S')^{-1}n$ 이 된다. 또한 M-ary QAM 신호에 대하여 n' 은 하기 <수학식 36>과 같은 채널의 백색 가우시안 잡음으로 가정한다.

<155> 【수학식 36】 $\sigma_n^2 = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{\sigma_m^2}{|s_m|^2} = \beta \sigma_n^2$

<156> 상기 <수학식 36>에서 s_m 은 M-ary QAM에서 m번째 심볼, σ_n^2 은 잡음변수를 나타낸다. 또한 β 는 분산 크기 조정 변수로서 PSK일 경우 $\beta=1$, 16-QAM일 경우 $\beta=1.998$, 64-QAM일 경우에는 $\beta=2.6854$ 과 같다.

<157> 1130단계에서, 정규화기(1040)는 채널충격응답의 공분산 행렬(R_h)이 $R_h = E[h h^H]$ 일 때, 하기 <수학식 37>과 같은 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값을 구한다.

<158> 【수학식 37】 $(R')^i = [\sigma_n^2 R_i^{-1} + F'' F]^i$

<159> 상기 <수학식 37>의 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값은 i번째 시퀀스 추정치에 관한 함수로 표현되지 않게 된다. 또한, F는 이산 푸리에 연산행렬이고, R_h 는 채널충격응답의 공분산행렬이므로, i번째 시퀀스에 대하여 결정해 놓으면 채널의 공분산(covariance)이 바뀌지 않는 한 계속해서 i+1번째 시퀀스에 대하여도 사용할 수 있게 된다. 따라서, 상기 i번째 시퀀스 추정치에 관한 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값인 $(R')^i$ 를 계산하고, 이를

차기 $i+1$ 번 째 시퀀스 추정치를 구하는 과정에서 다시 이용할 수 있다. 이와 같은 방법으로 별도의 역행렬을 구하지 않고서도 차기 시퀀스 추정치를 구할 수 있게 된다.

<160> 1140단계에서, 시퀀스 추정기(1060)는 상기 <수학식 31>에서의 채널충격응답에 대한 조건부 기대값(m^i_1)과 상기 <수학식 33>에서의 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값(m^i_2)을 각각 하기 <수학식 38> 및 <수학식 39>와 같이 구한다.

<161> 【수학식 38】 $m^i_1 = [m^i_1(1), m^i_1(2), \dots, m^i_1(L)]^T = E[h|y, s^i] = (R^i)^T F^H y$

<162>

$$m^i_2 = \begin{bmatrix} m^i_2(1,1) & m^i_2(1,2) & \cdots & m^i_2(1,L) \\ m^i_2(2,1) & m^i_2(2,2) & \cdots & m^i_2(2,L) \\ \vdots & & & \\ m^i_2(L,1) & m^i_2(L,2) & \cdots & m^i_2(L,L) \end{bmatrix} = E[h h^H | y, s^i] = \sigma_n^2 (R^i)^T + m^i_1 (m^i_1)^H$$

【수학식 39】

<163> 이 후, 1150단계에서 시퀀스 추정기(1060)는 하기 <수학식 40>에 따라 특정한 확률분포 하에서 가정되는 가능성 함수(likelihood function)를 구한다.

<164> 【수학식 40】 $Q(s^i) = \sum_{k=-K}^K \left\{ \text{Re} \left[y^*(k) s(k) \sum_{l=1}^L [F]_{k,l} m^i_l(l) \right] - \frac{1}{2} |s_k|^2 \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L [F]_{k,l} [F]_{l,m}^* m^i_l(m) \right\}$

<165> 그리고, 1160단계 내지 1180단계는 최적화 단계(Maximization Step)에 해당한다.

<166> 1160단계에서, 시퀀스 추정기(1060)는 상기 <수학식 40>의 가능성 함수를 이용하여 하기 <수학식 41>와 같이 $i+1$ 번째 시퀀스 추정치, 즉 차기 시퀀스 추정치를 구한다.

<167>

【수학식 41】 $s^{i+1} = \arg \max Q(s^i)$

<168> 1170단계에서, 시퀀스 추정기(1060)는 상기 차기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴하는지 여부를 판단한 후, 수렴한 경우에는 1180단계를 진행한다. 그러나, 수렴하지 않은 경우에는 상기 1140과정 내지 상기 1170과정을 반복한다.

<169> 1180단계에서, 시퀀스 추정기(1060)는 상기 일정한 값으로 수렴한 시퀀스 추정치를 검출하고자 하는 신호의 최종시퀀스 추정치로 결정한다. 상기 최종 시퀀스 추정치에 대하여는 이후 복호기(1070)에서 복호화되어 데이터 심볼이 검출된다.

<170> 도 12는 16-QAM의 경우에 본 발명의 제 2실시예에 따른 수신신호 검출 방법의 BER 성능을 도시한 도면이다.

<171> 도 13은 64-QAM의 경우에 본 발명의 제 2실시예에 따른 수신신호 검출 방법의 BER 성능을 도시한 도면이다.

<172> 도 12 및 도 13을 참조하면, 컴퓨터 시뮬레이션 환경은 IEEE 802.11a의 Physical layer standard에 따라 구성하였다. 이 때, 주파수 선택적 페이딩 채널의 power delay profile은 다음과 같고, 각 다중 경로는 독립적인 레일리히 페이딩을 겪는다고 가정하였다.

<173>

$$E[h(i)^2] = \exp\left(-\frac{i-1}{10}\right), i = 1, 2, \dots, L$$

<174> 또한, 본 발명의 실시예에 따라 초기화 과정과 1회의 반복과정을 거치도록 하였다. 도 12 및 도 13에서 도시된 바와 같이, 본 발명의 실시예에 따라 초기화 과정과 1회의 반복 과정을 거치는 EM 기반의 반복적 추정방법(Proposed Method)의 BER 성능(1210, 1310)은 기존의 MMSE 방식의 BER 성능(1220, 1320)에 비해 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다. 또한, 반복 과정 회수에 제한을 주지 않은 최적의 EM 추정방법(Optimal EM Method)의 BER 성능(1230, 1330)과 거의 차이가 나지 않음을 확인할 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예에 따라 상기 반복과정을 진행하면, 1회 이상의 반복 후에는 BER 성능이 수렴하게 된다. 이외에 참조번호 1240, 1340의 실선은 모든 채널의 특성을 수신측에서 정확히 알고 있다고 가정한 이상적인 경우(ICI)의 BER성능을 나타내고 있다.

<175> 도 14는 본 발명의 제 2실시예의 반복과정에 따른 MSE 개선 성능을 도시한 도면이다.

<176> 도 14를 참조하면, 기존의 MMSE 방식을 사용하는 경우(1410)와 본 발명의 제 2실시예에 따른 경우(1420, 1430, 1440)와, 반복 과정 회수에 제한을 주지 않은 최적의 EM 추정방법(Optimal EM Method)을 사용하는 경우(1450)에 있어서, SNR(Signal to Noise Ratio: 이하 'SNR'이라 칭함)이 10dB인 경우 평균평방오류(Mean Squared Error: 이하 'MSE'라 칭함)를 나타낸다. 이 때, 가로축은 부반송파(subcarrier) 번호, 세로축은 MSE의 크기를 도시하였다. 도 14에 도시된 바와 같이 본 발명의 제 2실시예에 따라 1번의 반복과정(iteration)만을 실행하여도 기존의 MMSE방식(1410)에 비해 MSE를 약 절반으로 줄일 수 있다. 본 발명의 실시예에 따라 2번의 반복과정에 대한 곡선(1420)과 3번의 반복과정에 대한 곡선(1430)은 도 14에 겹쳐져서 나타나고 있다.

<177> 도 15는, 본 발명의 제 2실시예의 반복과정에 따른 평균 MSE 개선 성능을 도시한 도면이다.

<178> 도 15를 참조하면, 기존의 MMSE 방식을 사용하는 경우(1510)와 본 발명의 제 2실시예에 따른 경우(1520, 1530, 1540)와 반복 과정 회수에 제한을 주지 않은 최적의 EM 추정방법(Optimal EM Method)을 사용하는 경우(1550)에 있어서, SNR이 10dB인 경우 평균평방오류(Mean Squared Error: 이하 'MSE'라 칭함)를 나타낸다. 이 때, 가로축은 SNR, 세로축은 각 부반송파(subcarrier)들의 MSE의 평균치(Average MSE)로, 하였다. 도 15에 도시된 바와 같이 본 발명의 실시예에 따라 1번의 반복과정만을 실행하여도 SNR이 10dB 이상인 경우에 기존의 MMSE에 비해 평균 MSE가 절반 이하로 줄어들며, 특히 SNR이 20dB가 넘는 경우 반복 과정 회수에 제한을 주지 않은 최적의 EM 추정방법(Optimal EM Method)의 MSE(1550)에 거의 근접한다. 본 발명의 제

2실시예에 따라 2번의 반복과정에 대한 곡선(1520)과 3번의 반복과정에 대한 곡선(1530)은 도 15에 겹쳐져서 나타나고 있다.

<179> 도 14와 도 15에서 나타난 바와 같이, 본 발명 제 2실시예를 사용함으로 인해 기존의 방식에 비해 약 2~3dB정도의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 이를 통해 송신 전력을 30%~50% 줄여 송신하여도 동일한 BER을 얻을 수 있으며, 혹은 동일한 전송 전력을 사용하는 경우 셀(cell)의 반경을 확장 할 수 있다. 또한 본 발명의 제 2실시예를 사용함으로 인해 매 반복과정마다 부반송파의 개수만큼의 행(row)과 열(column)을 가지는 행렬의 역행렬을 구하지 않아도 되므로 용이하게 시스템의 구현이 가능하다.

【발명의 효과】

<180> 상술한 바와 같이 본 발명은 기존의 MMSE 방식에 비해 향상된 성능의 채널 추정 방법을 제공함으로써, 낮은 송신 전력으로도 동일한 BER을 얻을 수 있고, 셀(cell)의 반경을 확장할 수 있다.

<181> 또한 본 발명은 QAM 신호 검출을 위해 종래의 MMSE 추정 방법에 비하여 채널 추정 성능이 향상되면서도, 역행렬을 구하는 과정이 요구되지 않으므로, 용이하게 시스템의 구현이 가능하다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

다입다출력 직교주파수분할다중화 이동통신 시스템에서 최적화 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 직각진폭변조되고 시공간블록부호화되어 전송된 신호 시퀀스 추정방법에 있어서,

상기 수신측에 수신된 각각의 직교주파수분할다중화 신호에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 초기 시퀀스 추정치를 구하는 과정과,

상기 수신측에 수신된 신호의 직교성을 이용하여 하기 수학식에 의해 생성되는 각 채널별 수신신호의 정규화값을 구하는 과정과,

상기 초기 시퀀스 추정치와 상기 채널별 수신신호의 정규화값을 적용하여 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정과,

상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정을 수회 반복하여 상기 차기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴하면, 상기 수렴된 차기 시퀀스 추정치를 최종 시퀀스 추정치로 결정하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\mathbf{z}_{n,m} = \mathbf{H}_{n,m} + \mathbf{w}_{n,m} = \mathbf{F}\mathbf{h}_{n,m} + \mathbf{w}_{n,m}$$

여기서, $w_{n,m}$ 은 n번째 송신 안테나로부터 m번째 수신 안테나에 대한 채널의 백색 가우시안 잡음, F는 이산 푸리에 변환 행렬, $h_{n,m}$ 은 n번째 송신 안테나로부터 m번째 수신 안테나에 대한 채널의 충격응답을 나타냄.

【청구항 2】

제 1항에 있어서, 상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정은 하기 수학식에 의해 생성되는 가능도 함수에 의하여 추정되는 것을 특징으로 하는 상기 방법.

$$L(\hat{y}_n^s) = \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^P \left\{ R_c(y_n^s)^H C_p A_m' f_p \right\} - \frac{\beta_p}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{a=1}^A \sum_{b=1}^B [k_{n,a}^s]_b [f_p]_b [f_p]_b^H$$

여기서, A_m' 는 채널충격응답에 대한 조건부 기대값의 행렬로서 $A_m' = [\mu_{1,m}' \mu_{2,m}' \cdots \mu_{N,m}']^T$ 이고, $\mu_{n,m}'$ 은 채널충격응답에 대한 조건부 기대값으로서 $\mu_{n,m}' = E[h_{n,m}|y_n, s']$ 이며, $[k_{n,a}^s]_b$ 는 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값으로서 $[k_{n,a}^s]_b = E[k_{n,a}^s(k_{n,a}^s)^H|y_n, s']$ 이고, C 는 시공간 블록부호행렬, f 는 이산 푸리에 변환행렬의 각 원소, M 은 수신안테나의 수, P 는 부반송파의 수, N 은 송신안테나의 수, J 는 채널 충격응답 경로의 수, β 는 $C^H C = I$ 인 경우를 나타냄.

【청구항 3】

제 1항에 있어서, 상기 백색 가우시안 잡음은 하기 수학식에 의해 생성되는 공분산 행렬을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\sigma_n^2 I = \rho \sigma_m^2 I$$

여기서, σ_n^2 는 n 번째 송신안테나로부터 m 번째 수신안테나로의 채널에 대한 잡음변수, σ_m^2 는 m 번째 수신안테나로 수신되는 신호에 대한 잡음변수, I 는 단위행렬, ρ 는 분산 크기 조정 변수를 나타냄.

【청구항 4】

상기 제 3항에 있어서, 상기 분산 크기 조정 변수는 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\rho = E \left[\frac{\sum_{l=1}^L |c_n(l)|^2}{\beta^2} \right]$$

여기서, $c_n(l)$ 은 시공간 블록 부호 행렬 C의 원소, β 는 $C^H C = \beta I$ 인 경우를 나타냄.

【청구항 5】

상기 제 3항에 있어서, 상기 분산 크기 조정 변수는 하기 표에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

분산 크기 조정 변수

STBC	16-QAM	64-QAM
Rate 1 (N=2)	0.659	0.700
Rate 3/4 (N=3, 4)	0.389	0.398
Rate 1/2 (N=3, 4)	0.139	0.141

【청구항 6】

제 2항에 있어서, 상기 채널충격응답에 대한 조건부 기대값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\mu'_{n,m} = K_{n,m} F^H z_{n,m}$$

여기서, $K_{n,m}$ 은 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값, $(\cdot)^H$ 은 헤미시안 전치연산을 나타냄.

【청구항 7】

제 2항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\chi'_{n,m} = \sigma_n^2 K_{n,m} + \mu'_{n,m} (\mu'_{n,m})^H$$

여기서, $K_{n,m}$ 은 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값, $(\cdot)^H$ 은 헤미시안 전치연산을 나타냄.

【청구항 8】

제 6항 또는 제 7항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$K_{n,m} = (F^H F + \sigma_n^2 R_{n,m}^{-1})^{-1}$$

여기서, R 은 채널충격응답의 공분산 행렬, 이 때, D 는 OFDM 신호에 포함된 심볼을 나타냄.

【청구항 9】

다입다출력 직교주파수분할다중화 이동통신 시스템에서 최적화 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 직각진폭변조되고 시공간블록부호화되어 전송된 신호 시퀀스 추정장치에 있어서,

상기 수신측에 수신된 각각의 직교주파수분할다중화 신호에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 초기 시퀀스 추정치를 생성하는 파일럿 검출 및 초기치 추정부와,

상기 수신측에 수신된 신호의 직교성을 이용하여 하기 수학식에 의해 생성되는 각 채널별 수신신호의 정규화값을 생성하는 정규화기와,

상기 초기 시퀀스 추정치와 상기 채널별 수신신호의 정규화값을 적용하여 차기 시퀀스 추정치를 구한 후, 상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정을 수회 반복하여 상기 차기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴하면, 상기 수렴된 차기 시퀀스 추정치를 최종 시퀀스 추정치로 결정하는 시퀀스 추정기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\mathbf{z}_{n,m} = \mathbf{H}_{n,m} + \mathbf{w}_{n,m} = \mathbf{F}\mathbf{h}_{n,m} + \mathbf{w}_{n,m}$$

여기서, $\mathbf{w}_{n,m}$ 은 n번째 송신 안테나로부터 m번째 수신 안테나에 대한 채널의 백색 가우시안 잡음, F는 이산 푸리에 변환 행렬, $\mathbf{h}_{n,m}$ 은 n번째 송신 안테나로부터 m번째 수신 안테나에 대한 채널의 충격응답을 나타냄.

【청구항 10】

제 9항에 있어서, 상기 차기 시퀀스 추정치는 하기 수학식에 의해 생성되는 가능도 함수에 의하여 추정되는 것을 특징으로 하는 상기 장치.

$$L(\hat{s}|\hat{s}') = \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^P \left\{ R_c[(y_m^p)^\mu C_p \Lambda' f_p] - \frac{\beta_p}{2} \sum_n \sum_{a=1}^A \sum_{b=1}^B [k'_{n,a}]_b [f_p]_b [f_p]_b \right\}$$

여기서, Λ' 는 채널충격응답에 대한 조건부 기대값의 행렬로서 $\Lambda'_m = [\mu'_{1,m} \mu'_{2,m} \dots \mu'_{N,m}]^T$ 이고, $\mu'_{n,m}$ 은 채널충격응답에 대한 조건부 기대값으로서 $\mu'_{n,m} = E[h_{n,m}|y_m, \hat{s}']$ 이며, $k'_{n,a}$ 는 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값으로서 $k'_{n,a} = E[k_{n,a}(h_{n,m})|y_m, \hat{s}']$ 이고, C 는 시공간 블록부호행렬, f 는 이산 푸리에 변환행렬의 각 원소, M 은 수신안테나의 수, P 는 부반송파의 수, N 은 송신안테나의 수, J 는 채널 충격응답 경로의 수, B 는 $C^H C = I$ 인 경우를 나타냄.

【청구항 11】

제 9항에 있어서, 상기 백색 가우시안 잡음은 하기 수학식에 의해 생성되는 공분산 행렬을 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\sigma_n^2 I = \rho \sigma_m^2 I$$

여기서, σ_n^2 는 n 번째 송신안테나로부터 m 번째 수신안테나로의 채널에 대한 잡음변수, σ_m^2 는 m 번째 수신안테나로 수신되는 신호에 대한 잡음변수, I 는 단위행렬, ρ 는 분산 크기 조정 변수를 나타냄.

【청구항 12】

상기 제 11항에 있어서, 상기 분산 크기 조정 변수는 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\rho = E \left[\frac{\sum_{l=1}^L |c_n(l)|^2}{\beta^2} \right]$$

여기서, $c_n(l)$ 은 시공간 블록 부호 행렬 C 의 원소, β 는 $C^H C = \beta I$ 인 경우를 나타냄.

【청구항 13】

상기 제 11항에 있어서, 상기 분산 크기 조정 변수는 하기 표에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

분산 크기 조정 변수

STBC	16-QAM	64-QAM
Rate 1 (N=2)	0.659	0.700
Rate 3/4 (N=3, 4)	0.389	0.398
Rate 1/2 (N=3; 4)	0.139	0.141

【청구항 14】

제 10항에 있어서, 상기 채널충격응답에 대한 조건부 기대값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\mu'_{n,m} = K_{n,m} F^H z_{n,m}$$

여기서, $K_{n,m}$ 은 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값, $(\cdot)^H$ 은 허미시안 전치연산을 나타냄.

【청구항 15】

제 10항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\chi'_{n,m} = \sigma_v^2 \mathbf{K}_{n,m} + \mu'_{n,m} (\mu'_{n,m})^H$$

여기서, $\mathbf{K}_{n,m}$ 은 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값, $(\cdot)^H$ 은 허미시안 전치연산을 나타냄.

【청구항 16】

제 14항 또는 제 15항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\mathbf{K}_{n,m} = (\mathbf{F}^H \mathbf{F} + \sigma_v^2 \mathbf{R}_{n,m}^{-1})^{-1}$$

여기서, \mathbf{R} 은 채널충격응답의 공분산 행렬, 이 때, \mathbf{D} 는 OFDM 신호에 포함된 심볼을 나타냄.

【청구항 17】

다입다출력 직교주파수분할다중화 이동통신 시스템의 하나의 수신안테나에서 최적화 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 직각진폭변조되어 전송된 신호 시퀀스 추정방법에 있어서, 상기 수신측에 수신된 각각의 직교주파수분할다중화 신호에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 초기 시퀀스 추정치를 구하는 과정과, 상기 초기 시퀀스 추정치를 이용하여 하기 수학식에 의해 생성되는 수신신호의 정규화값을 구하는 과정과,

상기 초기 시퀀스 추정치와 상기 수신신호의 정규화값을 적용하여 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정과,

상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정을 수회 반복하여 상기 차기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴하면, 상기 수렴된 차기 시퀀스 추정치를 최종 시퀀스 추정치로 결정하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\mathbf{y}' = (\mathbf{S}')^{-1} \mathbf{y} = \mathbf{F}\mathbf{b} + \mathbf{n}'$$

여기서, \mathbf{F} 는 이산 푸리에 변환 행렬, \mathbf{h} 은 채널의 충격응답, \mathbf{n}' 은 채널의 백색 가우시안 잡음을 나타냄.

【청구항 18】

제 17항에 있어서, 상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정은 하기 수학식에 의해 생성되는 가능성도 함수에 의하여 추정되는 것을 특징으로 하는 상기 방법.

$$Q(s|s') = \sum_{k=1}^K \left\{ \operatorname{Re} \left[y^*(k) s(k) \sum_{l=1}^L [F]_{k,l} m_1'(l) \right] - \frac{1}{2} |s_k|^2 \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M [F]_{k,l} [F]_{k,m}^* m_2'(l, m) \right\}$$

여기서, \mathbf{F} 는 이산 푸리에 변환 행렬, m_1' 는 채널충격응답에 대한 조건부 기대값, m_2' 는 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값, L 은 채널의 수를 나타냄.

【청구항 19】

제 17항에 있어서, 상기 백색 가우시안 잡음을 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{\sigma_m^2}{|s_m|^2} = \beta \sigma_n^2$$

여기서, s_m 은 M-ary QAM에서 m번 째 심볼, β 는 분산 크기 조정 변수, σ_n^2 은 잡음변수를 나타냄.

【청구항 20】

상기 제 19항에 있어서, 상기 분산 크기 조정 변수는 16-QAM 일 경우 $\beta=1.998$ 임을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 21】

상기 제 19항에 있어서, 상기 분산 크기 조정 변수는 64-QAM 일 경우에는 $\beta=2.6854$ 임을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 22】

제 18항에 있어서, 상기 채널충격응답에 대한 조건부 기대값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\mathbf{m}'_i = [m'_i(1), m'_i(2), \dots, m'_i(L)]^T = E[\mathbf{h}|\mathbf{y}, \mathbf{s}'] = (\mathbf{R}')^T \mathbf{F}^H \mathbf{y}$$

여기서, $(\cdot)^H$ 은 헤미시안(Hermitian) 전치연산, \mathbf{R}' 는 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값을 나타낸다.

【청구항 23】

제 18항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$\mathbf{m}_2^i = \begin{bmatrix} m_2^i(1,1) & m_2^i(1,2) & \cdots & m_2^i(1,L) \\ m_2^i(2,1) & m_2^i(2,2) & \cdots & m_2^i(2,L) \\ \vdots & & & \\ m_2^i(L,1) & m_2^i(L,2) & \cdots & m_2^i(L,L) \end{bmatrix} = E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H | \mathbf{y}, \mathbf{s}^i] = \sigma_s^2 (\mathbf{R}')^i + \mathbf{m}_1^i (\mathbf{m}_1^i)^H$$

여기서, $(\cdot)^H$ 은 헤미시안(Hermitian) 전치연산, \mathbf{R}' 는 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값을 나타낸다.

【청구항 24】

제 22항 또는 제 23항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$(\mathbf{R}')^i = [\sigma_s^2 \mathbf{R}_i^{-1} + \mathbf{F}^H \mathbf{F}]^{-1}$$

여기서, R' 은 채널충격응답의 공분산 행렬을 나타냄.

【청구항 25】

다입다출력 직교주파수분할다중화 이동통신 시스템의 하나의 수신안테나에서 최적화 기반의 반복적 추정방법을 이용하여 직각진폭변조되어 전송된 신호 시퀀스 추정장치에 있어서,

상기 수신측에 수신된 각각의 직교주파수분할다중화 신호에 포함된 파일럿 부반송파를 이용한 소정의 초기값에 의하여 초기 시퀀스 추정치를 생성하는 파일럿 검출 및 초기치 추정부 와,

상기 초기 시퀀스 추정치를 이용하여 하기 수학식에 의해 생성되는 수신신호의 정규화값을 생성하는 정규화기와,

상기 초기 시퀀스 추정치와 상기 수신신호의 정규화값을 적용하여 차기 시퀀스 추정치를 구한 후, 상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정을 수회 반복하여 상기 차기 시퀀스 추정치가 일정한 값으로 수렴하면, 상기 수렴된 차기 시퀀스 추정치를 최종 시퀀스 추정치로 결정하는 시퀀스 추정기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\mathbf{y}' = (\mathbf{S}')^{-1} \mathbf{y} = \mathbf{F}\mathbf{h} + \mathbf{n}'$$

여기서, F는 이산 푸리에 변환 행렬, h은 채널의 충격응답, n'은 채널의 백색 가우시안 잡음을 나타냄.

【청구항 26】

제 25항에 있어서, 상기 차기 시퀀스 추정치를 구하는 과정은 하기 수학식에 의해 생성되는 가능성 함수에 의하여 추정되는 것을 특징으로 하는 상기 장치.

$$Q(s|s') = \sum_{k=1}^K \left\{ \text{Re} \left[y^*(k) s(k) \sum_{l=1}^L [F]_{k,l} m_l(l) \right] - \frac{1}{2} |s_k|^2 \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L [F]_{k,m} [F]_{l,m} m_l(l, m) \right\}$$

여기서, F 는 이산 푸리에 변환 행렬, m^1 은 채널충격응답에 대한 조건부 기대값, m^2 는 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값, L 은 채널의 수를 나타냄.

【청구항 27】

제 25항에 있어서, 상기 백색 가우시안 잡음은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{\sigma_m^2}{|s_m|^2} = \beta \sigma_n^2$$

여기서, s_m 은 M-ary QAM에서 m번 째 심볼, β 는 분산 크기 조정 변수, σ_n^2 은 잡음변수를 나타냄.

【청구항 28】

상기 제 27항에 있어서, 상기 분산 크기 조정 변수는 16-QAM 일 경우 $\beta=1.998$ 임을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 29】

상기 제 27항에 있어서, 상기 분산 크기 조정 변수는 64-QAM 일 경우에는 $\beta=2.6854$ 임을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 30】

제 26항에 있어서, 상기 채널충격응답에 대한 조건부 기대값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\mathbf{m}_i' = [m_i'(1), m_i'(2), \dots, m_i'(L)]^T = E[\mathbf{h}|\mathbf{y}, \mathbf{s}'] = (\mathbf{R}')^T \mathbf{F}'^H \mathbf{y}$$

여기서, $(\cdot)^H$ 은 헤미시안(Hermitian) 전치연산, \mathbf{R}' 는 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값을 나타낸다.

【청구항 31】

제 26항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬에 대한 조건부 기대값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$\mathbf{m}_i^2 = \begin{bmatrix} m_i^2(1,1) & m_i^2(1,2) & \dots & m_i^2(1,L) \\ m_i^2(2,1) & m_i^2(2,2) & \dots & m_i^2(2,L) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_i^2(L,1) & m_i^2(L,2) & \dots & m_i^2(L,L) \end{bmatrix} = E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H|\mathbf{y}, \mathbf{s}'] = \sigma_s^2(\mathbf{R}') + \mathbf{m}_i'(\mathbf{m}_i')^H$$

여기서, $(\cdot)^H$ 은 헤미시안(Hermitian) 전치연산, \mathbf{R}' 는 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값을 나타낸다.

【청구항 32】

제 30항 또는 제 31항에 있어서, 상기 채널충격응답의 공분산 행렬의 정규화값은 하기 수학식에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

1020030025146

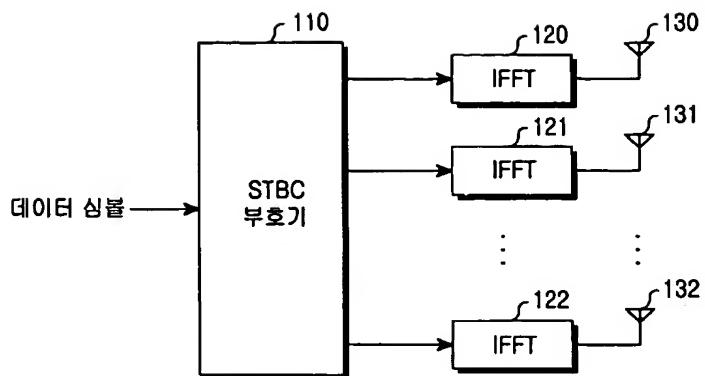
출력 일자: 2003/12/1

$$(\mathbf{R}') = [\sigma_s^2 \mathbf{R}_s^{-1} + \mathbf{F}' \mathbf{F}]^{-1}$$

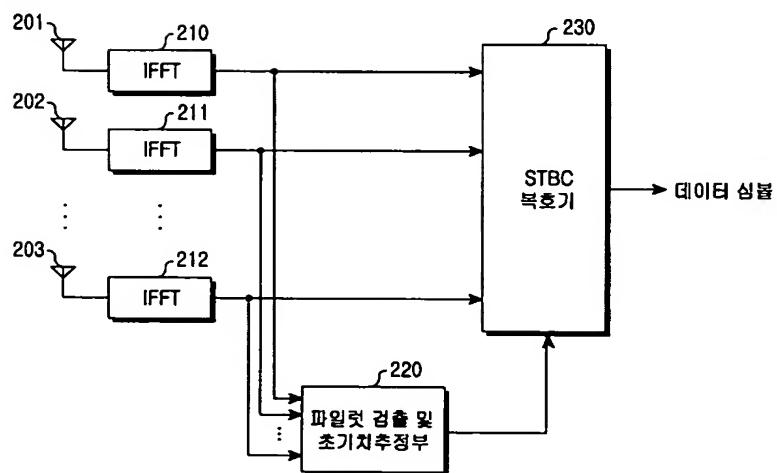
여기서, \mathbf{R}' 은 채널충격응답의 공분산 행렬을 나타냄.

【도면】

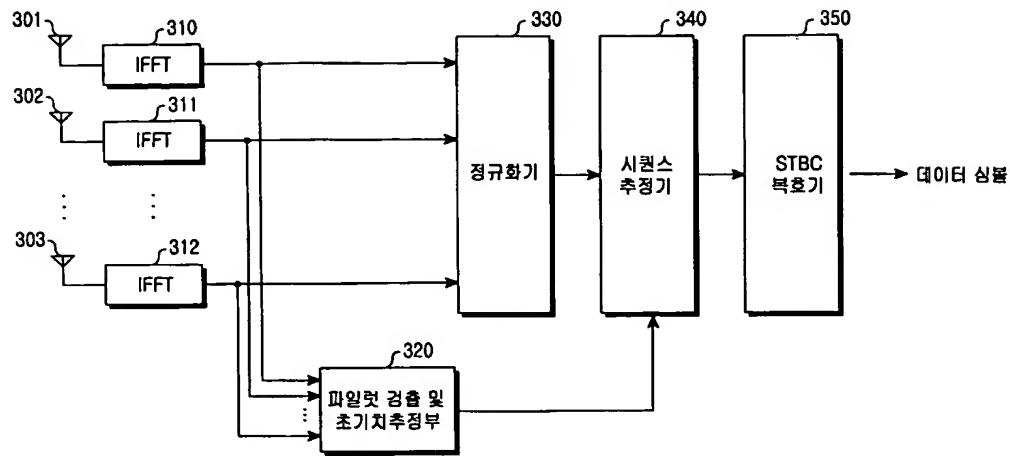
【도 1】



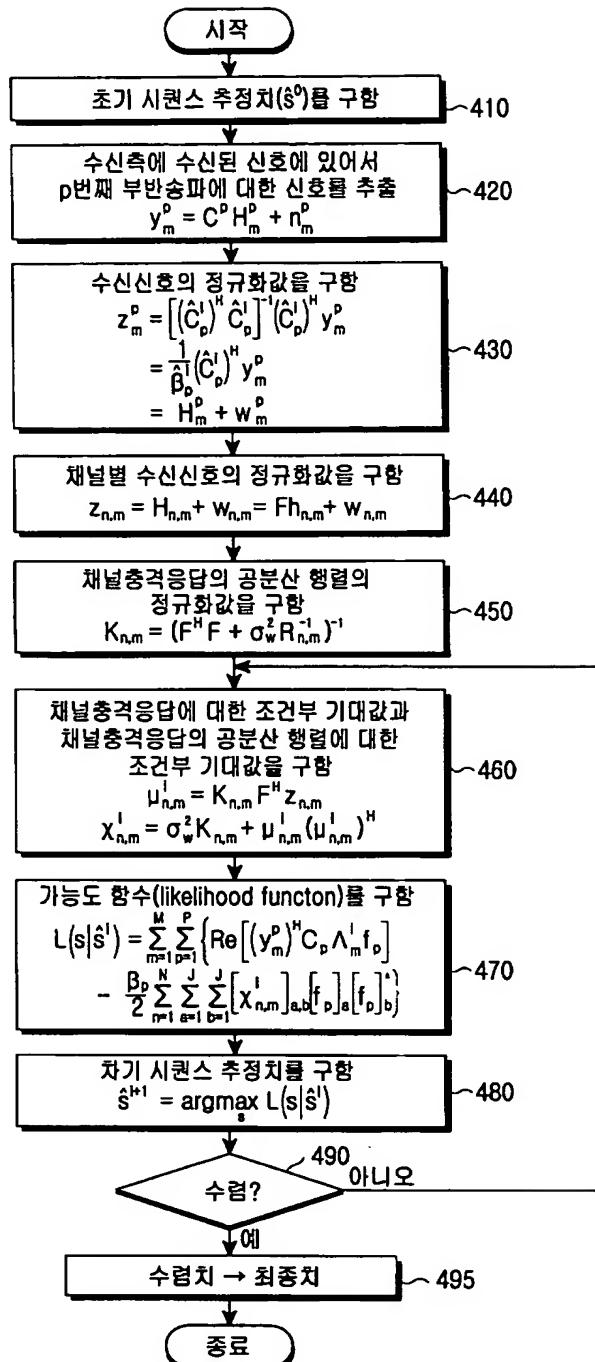
【도 2】



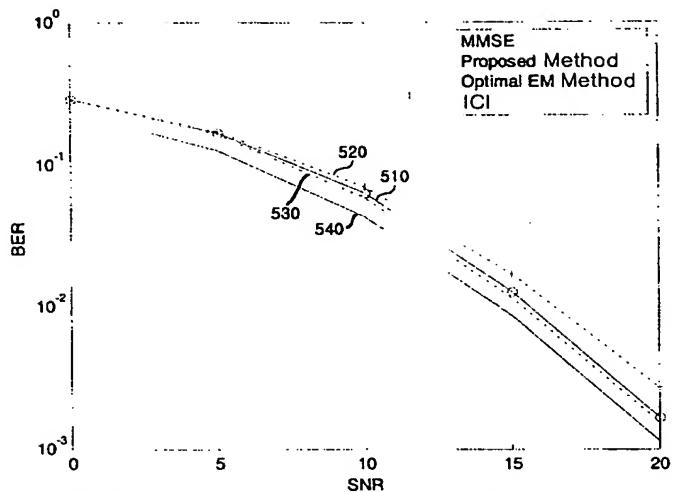
【도 3】



【도 4】

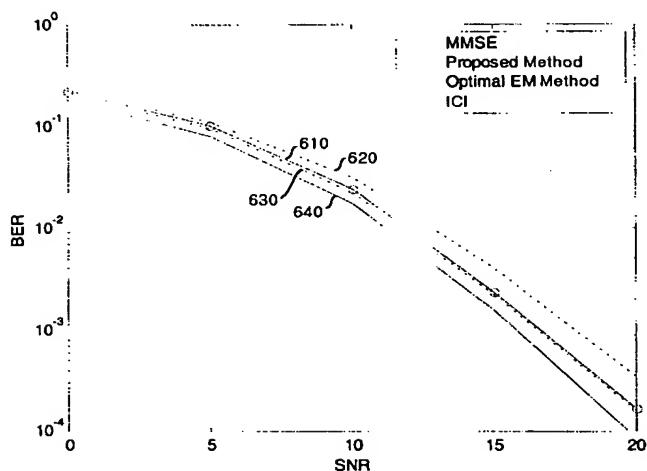


【도 5】



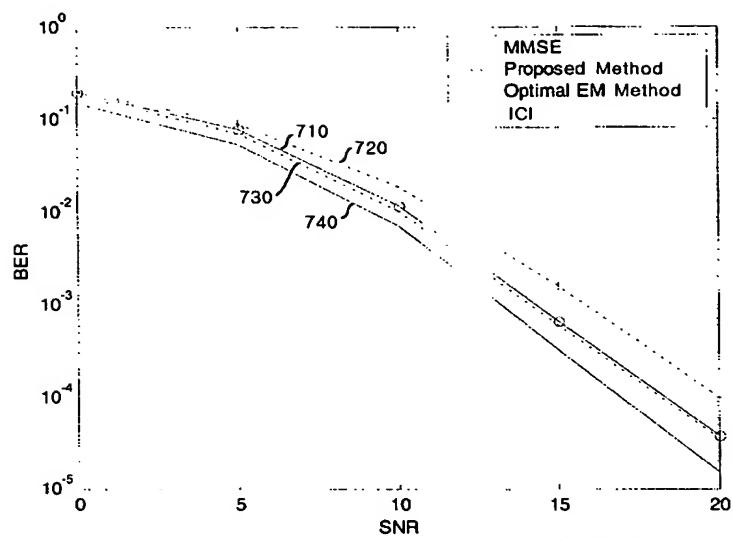
2개의 송신 안테나, 1개의 수신 안테나에 대한 rate 1인 시공간 복폭 부호를 이용한 BER 성능
(16-QAM, $f_dT_s=0.005$)

【도 6】



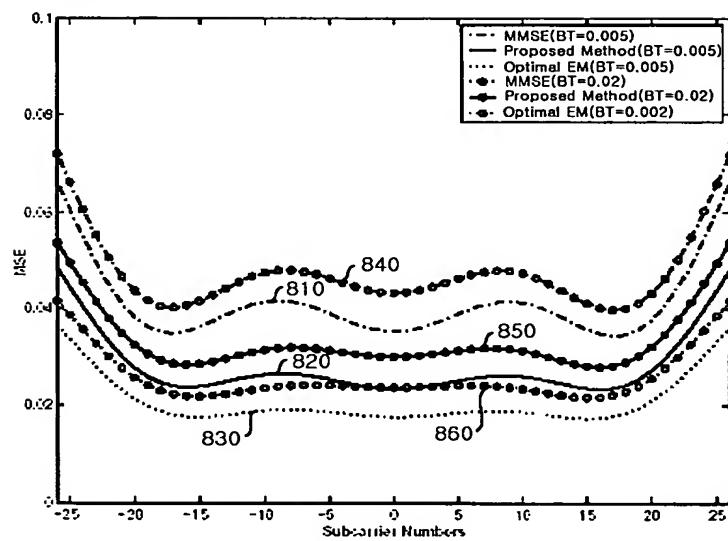
3개의 송신 안테나, 1개의 수신 안테나에 대한 rate 3/4인 시공간 복폭 부호를 이용한 BER
성능 (16-QAM, $f_dT_s=0.005$)

【도 7】

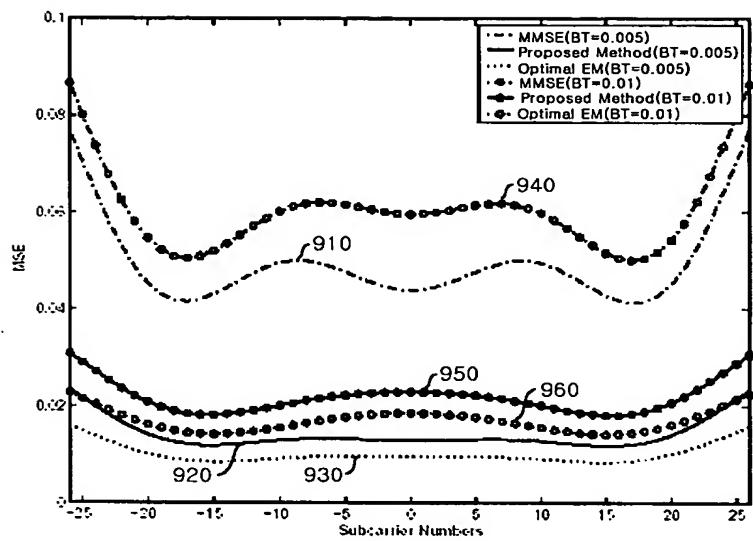


4개의 송신 안테나, 1개의 수신 안테나에 대한 rate 3/4인 시공간 블록 부호를 이용한 BER 성능 (16-QAM, $f_dT_s=0.005$)

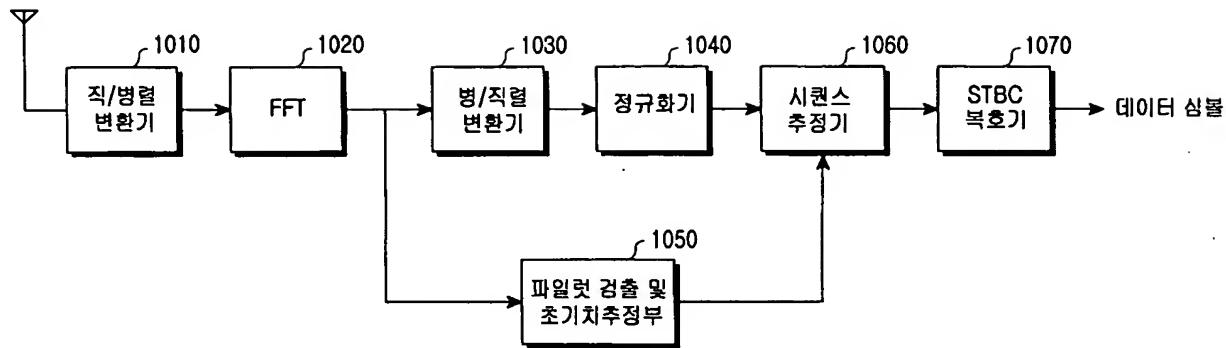
【도 8】



【도 9】



【도 10】

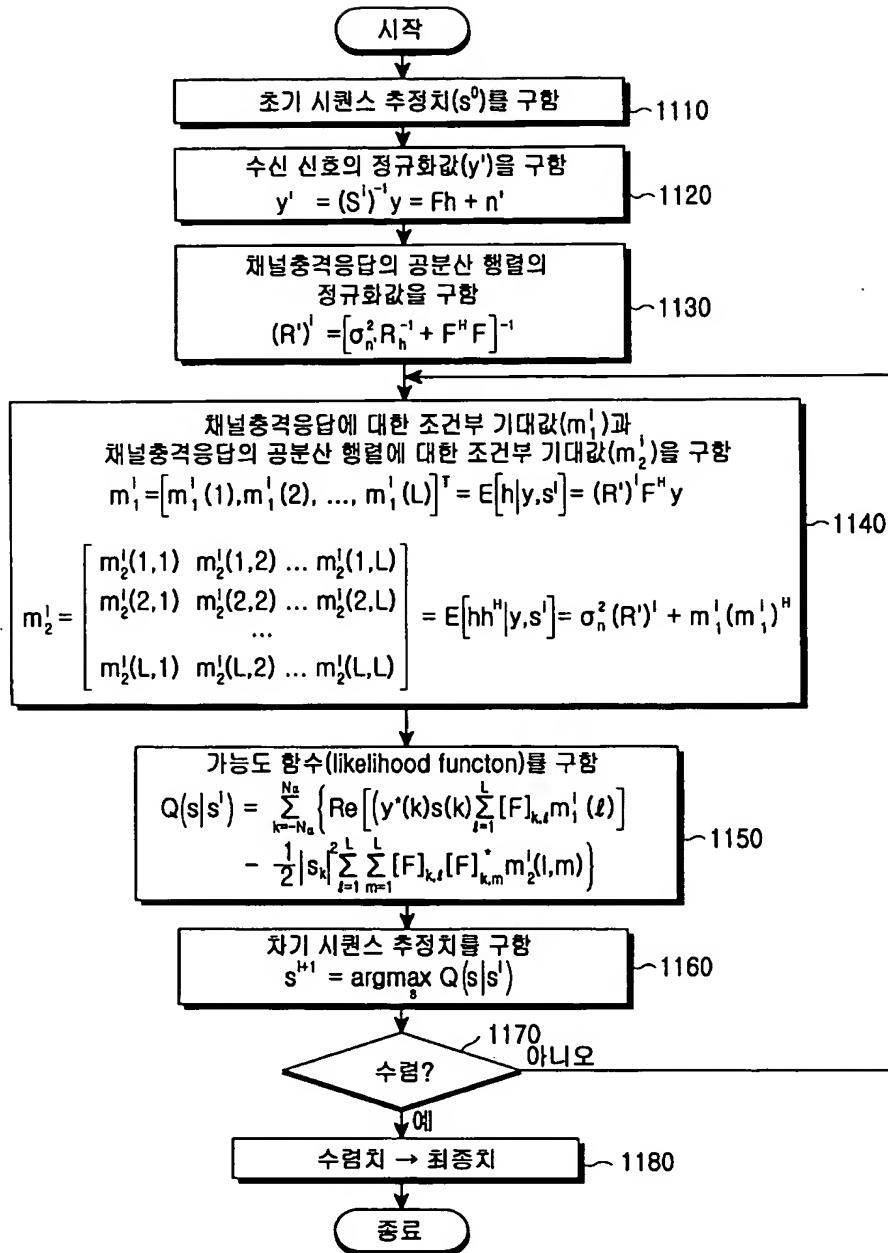




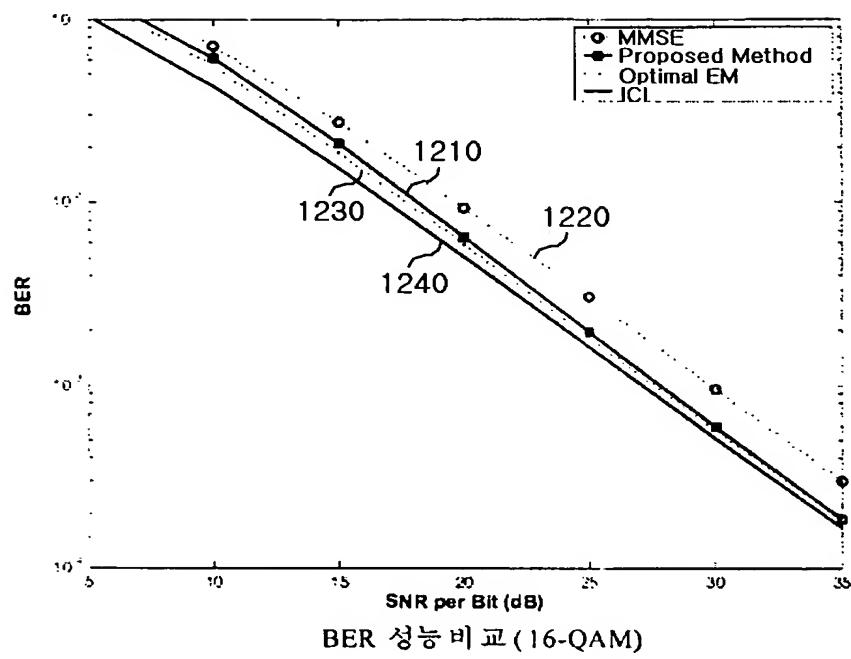
1020030025146

출력 일자: 2003/12/1

【도 11】



【도 12】

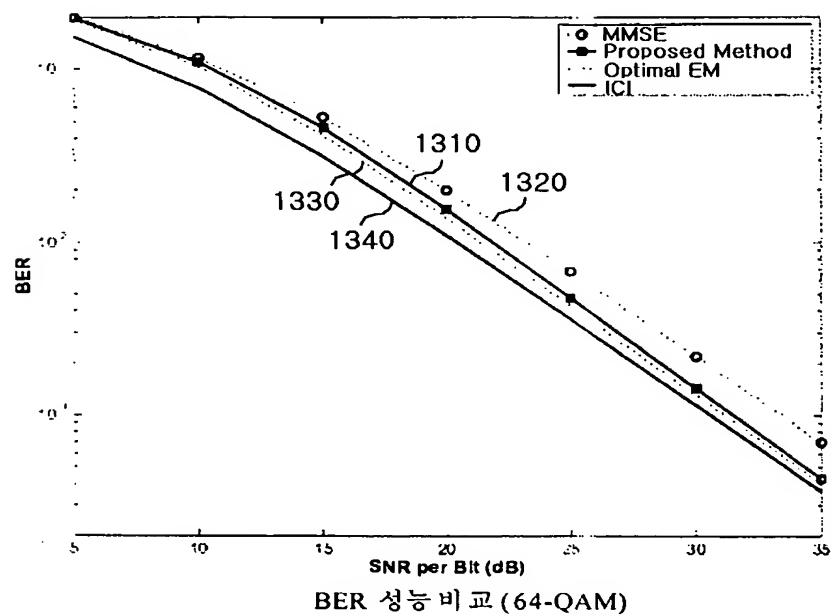




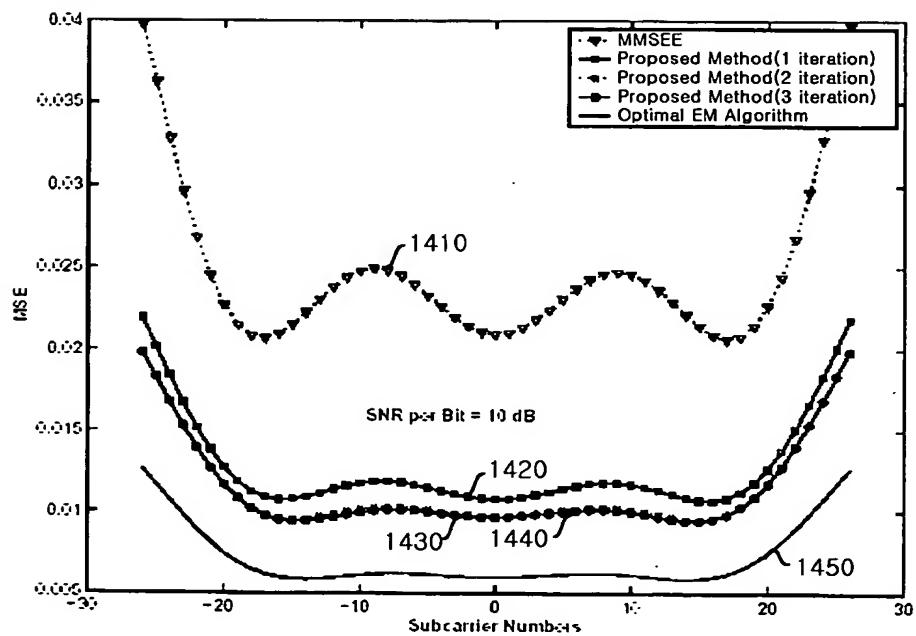
1020030025146

출력 일자: 2003/12/1

【도 13】



【도 14】



【도 15】

